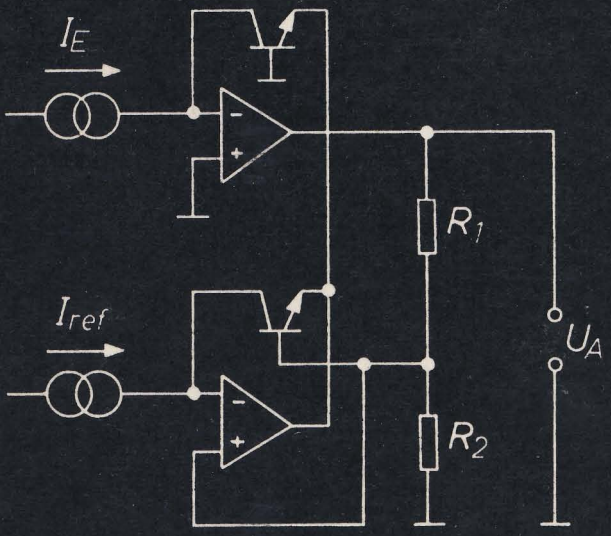
amateurreihe

electronica



Claus Kühnel

199

Lineare und nichtlineare Analogschaltungen mit OPV

electronica · Band 199

CLAUS KÜHNEL

Lineare und nichtlineare Analogschaltungen mit Operationsverstärkern

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage, 1982
© Militärverlag
der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) — Berlin, 1982
Lizenz-Nr. 5 · LSV 3539
Lektor: Dipl.-Phys. Hans Joachim Mönig
Zeichnungen: Ingeborg Haendschke
Typografie: Helmut Herrmann
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
Redaktionsschluß: 15. November 1981
Bestellnummer: 746 413 6
DDR 1,90 M

Inhaltsverzeichnis

Vorwort 5

1. Operationsverstärker 7
1.1. Idealer Operationsverstärker 10
1.2. Realer Operationsverstärker 12

2. Operationsverstärker-Grundschaltungsn 20
2.1. Addierverstärker 20
2.2. Subtrahierverstärker 21
2.3. Allgemeine Addier-Subtrahierschaltung 22
2.4. Bipolares Koeffizientenglied 25
2.5. Geschaltetes Koeffizientenglied 26
2.6. Integrator 28
2.7. Differenzierer 31

3. Lineare und nichtlineare Analogschaltungen 36
3.1. Universalfilter mit Integratoren 36
3.2. Logarithmierverstärker 38
3.3. Exponentialverstärker 46
3.4. Betragsbildung 48
3.5. Begrenzer 52
3.6. Funktionsnetzwerke 58
3.7. Abtast- und Halteschaltung 64

4. Vergleicher 68
4.1. Operationsverstärker als Komparator 68
4.2. Fensterdiskriminatoren 70
4.3. Schmitt-Trigger 71
4.4. Klassifizierer 75
4.5. Signalauswahlschaltung (Selektor) 76

5. Multiplizierer 79
5.1. Steilheitsmultiplizierer 79
5.2. Logarithmier- und Delogarithmiermultiplizierer 87

5.3. Pulsmodulationsmultiplizierer 92
5.4. Fehler in Multiplizierern und ihr Abgleich 95

6. Anwendung von Multiplizierern 97
6.1. Automatische Verstärkungsregelung 97
6.2. Funktionsnetzwerk 98
6.3. Frequenzverdopplung 99
6.4. Direkte Phasenmessung 100
6.5. Amplitudenmodulation 101
6.6. Steuerbarer Tiefpaß 102
6.7. Radizierer 103
6.8. Dividierer 105

7. Ausblick 107

Literaturverzeichnis 110

Vorwort

Durch die Entwicklung und Fertigung mikroelektronischer Schaltkreise wurden auf dem Gebiet der Elektronik Fortschritte erzielt, die mit den bisherigen Mitteln der konventionellen, diskreten Schaltungstechnik undenkbar waren. Durch Entwicklungen auf den Gebieten Schaltungstechnik und mikroelektronische Technologien wurde es möglich, das Angebot an universell einsetzbaren analogen Schaltkreisen wesentlich zu erhöhen. Unter der bereits heute vorhandenen Typenvielfalt integrierter Analogschaltkreise nimmt aufgrund seiner universellen Einsatzmöglichkeiten der integrierte Operationsverstärker einen bedeutenden Platz ein.

Ziel der Arbeit ist es, dem Leser den Begriff des Operationsverstärkers darzulegen und an einer größeren Anzahl von Einsatzbeispielen dessen Anwendung kennenzulernen. Es wird dabei deutlich werden, daß sich in den meisten Fällen eine Schaltungskonzipierung ohne tiefere Kenntnis der inneren Schaltungsstruktur des verwendeten Operationsverstärkers vornehmen läßt. Für den Anwender integrierter Operationsverstärker genügt zu wissen, wie stark die Klemmeneigenschaften des verwendeten Operationsverstärkers von denen eines idealen Operationsverstärkers abweichen.

Nach Vorstellung der Eigenschaften des idealen Operationsverstärkers, der eine Verallgemeinerung realer Verstärkerelemente darstellt, sollen anhand der Eigenschaften eines typischen integrierten Operationsverstärkers die Abweichungen vom Ideal aufgezeigt werden.

Nach einer knapp gefaßten Erläuterung der Operationsverstärker-Grundschaltungen werden weitere oft benötigte Schaltungsrealisierungen vorgestellt. Ein solcher „Schaltungskatalog" ermöglicht einen auf Funktionsgruppen gestützten Schaltungsentwurf, wie er in der digitalen Schaltungstechnik aufgrund der geringeren Anzahl von Elementarfunktionen schon lange üblich ist.

In einem kurzen Abschnitt wird überblicksmäßig auf den analogen Multiplizierer eingegangen, der ebenfalls eine elementare Funk-

tionsgruppe im obengenannten Sinn ist. Abschließend soll gezeigt werden, wie vorteilhaft man mit diesen Bauelementen arbeiten kann. Aufgrund des beschränkten Umfanges der Broschüre dienen die letzten beiden Abschnitte im wesentlichen zur Information und stellen einen gewissen Ausblick dar.
Um dem Leser ein einfaches Eindringen in die dargelegte Problematik zu ermöglichen, wird auf einfache mathematische Betrachtungsweise gesteigerter Wert gelegt. Aus diesem Grunde handelt es sich bei den angegebenen Beziehungen zwangsläufig oft um Näherungen, wobei auf kritische Einflußgrößen hingewiesen wird.

Claus Kühnel

1. Operationsverstärker

Als Operationsverstärker werden gleichspannungsgekoppelte Breitbandverstärker mit einem Differenzeingang und einem Ausgang bezeichnet. Erstmals sind diese Verstärker in Analogrechnern zur Realisierung von Rechenoperationen eingesetzt worden, woher auch die Namen „Operationsverstärker" bzw. „Rechenverstärker" rühren. Heute werden Operationsverstärker zur Lösung vielfältigster Aufgaben der Analogtechnik herangezogen. Die folgende Übersicht charakterisiert einige Einsatzmöglichkeiten integrierter Operationsverstärker [1]:

— Schaltungen mit linearem frequenzunabhängigem Übertragungsverhalten: Spannungsverstärker, Addierer, Subtrahierer, Strom-Spannungswandler u. a.

— Schaltungen mit linearem frequenzabhängigem Übertragsverhalten: Integratoren, Differenzierer, aktive Filter u. a.

— Schaltungen mit stetig linearem Übertragungsverhalten: steuerbare Verstärker, Multiplizierer, Dividierer u. a.

— Schaltungen mit unstetigem Übertragungsverhalten: Begrenzer, Klassierer, Analogschalter, Analog-Digital-Wandler u. a.

— Schaltungen mit zeitabhängigem Übertragungsverhalten: Abtast- und Halteschaltungen, Analog-Speicher, Schwingungserzeuger u. a.

Der Operationsverstärker wird in Schaltbildern durch das in Bild 1.1 gezeigte Symbol gekennzeichnet. Die beiden Betriebsspannungsanschlüsse werden in den Schaltbildern der Übersicht halber meist nicht dargestellt.

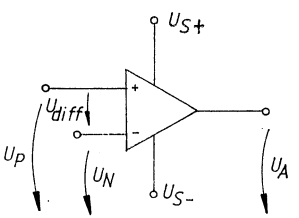


Bild 1.1 Schaltsymbol und Klemmenbezeichnung des Operationsverstärkers

Entsprechend Bild 1.1 können am Operationsverstärkereingang durch das Eingangssignalpaar (u_P, u_N) sowohl ein Differenzsignal als auch ein Gleichtaktsignal entstehen:

– *Differenzsignal* $u_{diff} = u_P - u_N$; (1)

– *Gleichtaktsignal* $u_{gl} = \frac{1}{2}(u_P + u_N)$. (2)

Auf Differenz- und Gleichtaktsignal zeigt der Operationsverstärker völlig unterschiedliche Reaktionen. Folgende Hauptkennwerte charakterisieren die Eigenschaften des Operationsverstärkers:

– *Differenzverstärkung* v_{diff}
Als Differenzverstärkung v_{diff} wird das Verhältnis von Ausgangs- zu Differenzeingangsspannung bezeichnet:

$$v_{diff} = \frac{u_A}{u_{diff}} \text{ bei } u_{gl} = 0 . \tag{3}$$

– *Gleichtaktverstärkung* v_{gl}
Als Gleichtaktverstärkung v_{gl} wird das Verhältnis von Ausgangs- zu Gleichtakteingangsspannung bezeichnet:

$$v_{gl} = \frac{u_A}{u_{gl}} \text{ bei } u_{diff} = 0 . \tag{4}$$

– *Gleichtaktunterdrückung* G (common mode rejection ratio; CMRR) Anstelle der Gleichtaktverstärkung ist in Datenblättern oft das Verhältnis von Differenz- zu Gleichtaktverstärkung angegeben:

$$G = \frac{v_{diff}}{v_{gl}} . \tag{5}$$

– *Differenzeingangswiderstand* r_{diff}
Bei der Betrachtung des Verstärkereingangswiderstandes ist der Differenzeingang zu berücksichtigen. Es gilt:

$$r_{diff} = \frac{u_P}{i_P} \text{ bei } u_N = 0 . \tag{6a}$$

$$r_{diff} = \frac{u_N}{i_N} \text{ bei } u_P = 0 . \tag{6b}$$

– *Gleichtakteingangswiderstand* r_{gl}
Für den Fall der Gleichtaktaussteuerung ($u_{diff} = 0$) gilt:

$$r_{gl} = \frac{u_{gl}}{i_{gl}} \quad \text{mit } i_{gl} = i_P + i_N \,. \tag{7}$$

– *Ausgangswiderstand* r_a
Für den Ausgangswiderstand r_a gilt der Zusammenhang:

$$r_a = \frac{u_A}{i_A} \,. \tag{8}$$

– *Transitfrequenz* f_T
Als Transitfrequenz f_T wird diejenige Frequenz f bezeichnet, bei der die Spannungsverstärkung des Operationsverstärkers auf den Wert 1 gesunken ist.
Die aufgeführten Kennwerte sind alle aus der allgemeinen Verstärkertechnik bekannt, wobei durch den Differenzeingang des Operationsverstärkers die Unterscheidung zwischen Differenz- und Gleichtaktaussteuerung hinzukommt.
Weitere wichtige Kenngrößen beschreiben Eigenschaften, die u. a. aus Unsymmetrien der Eingangsdifferenzverstärkerstufe resultieren.

– *Eingangsoffsetstrom* I_{EO}
Der Eingangsoffsetstrom I_{EO} ist gleich der Differenz der für die Arbeitspunkteinstellung der Eingangstransistoren notwendigen Eingangsströme.

$$I_{EO} = /(I_P - I_N)/ \tag{9}$$

– *Eingangsoffsetspannung* U_{EO}
Die Eingangsoffsetspannung

$$U_{EO} = U_P - U_N \text{ bei } U_A = 0 \tag{10}$$

ist die Spannung am Eingang des Operationsverstärkers, die eine Ausgangsspannung $U_A = 0$ bewirkt.
Für absolut identische Transistoren des Eingangsdifferenzverstärkers sind die Offsetgrößen gleich Null. Da ein solcher Verstärker technisch nicht zu realisieren ist, treten in der Praxis stets endliche Werte der Offsetgrößen auf.

– *Eingangsbiasstrom* I_E
Für die Einstellung der Arbeitspunkte der aktiven Operations-

verstärker-Bauelemente sind konstante Ruheströme I_P und I_N notwendig. Der Eingangsbiasstrom ist das arithmetische Mittel dieser beiden Eingangsruheströme.

$$I_E = \frac{1}{2}(I_P + I_N) \tag{11}$$

Abschließend soll noch darauf hingewiesen werden, daß sich die Offsetgrößen in Abhängigkeit von Temperatur, Zeit (Langzeit) und Betriebsspannung ändern. Diese Eigenschaft der genannten Kenngrößen wird als *Drift* bezeichnet. Für die *Driftspannung* bzw. den *Driftstrom* gelten die Beziehungen:

$$u_{Dr} = \frac{\partial U_{EO}}{\partial \vartheta} \Delta\vartheta + \frac{\vartheta U_{EO}}{\partial t} \Delta t + \frac{\partial U_{EO}}{\partial U_B} \Delta U_B \; ; \tag{12}$$

$$i_{DR} = \frac{\partial I_{EO}}{\partial \vartheta} \Delta\vartheta + \frac{\partial I_{EO}}{\partial t} \Delta t + \frac{\partial I_{EO}}{\partial U_B} \Delta U_B \, . \tag{13}$$

Da in den meisten Fällen die Temperaturdrift [jeweils erster Term in Gl. (12) und Gl. (13)] dominiert, kann auch einfacher geschrieben werden:

$$U_{Dr} = TK_{U_{EO}} \Delta\vartheta \; ; \tag{14}$$

$$I_{Dr} = TK_{I_{EO}} \Delta\vartheta \, . \tag{15}$$

Die Größen $TK_{U_{EO}}$ bzw. $TK_{I_{EO}}$ bezeichnen den Temperaturkoeffizienten der Eingangsoffsetspannung bzw. des Eingangsoffsetstromes.
Mit den Driftgrößen soll die Aufzählung der die Eigenschaften des Operationsverstärkers charakterisierenden Kenngrößen abgeschlossen werden. Weitere Kenngrößen, die für die folgenden Betrachtungen jedoch weniger wichtig erscheinen, sind in der Literatur (z. B. [2], [3]) zu finden.

1.1. Idealer Operationsverstärker

Unter einem idealen Operationsverstärker wird ein Operationsverstärker mit folgenden Kenngrößen verstanden:
– unendliche Differenzverstärkung ($v_{diff} \to \infty$);

- keine Gleichtaktverstärkung ($v_{gl} = 0$),
  damit unendliche Gleichtaktunterdrückung ($G \to \infty$);
- unendlicher Differenzeingangswiderstand ($r_{diff} \to \infty$);
- unendlicher Gleichtakteingangswiderstand ($r_{gl} \to \infty$);
- kein Ausgangswiderstand ($r_a = 0$);
- linearer Frequenzgang (unendliche Transitfrequenz,
  $f_T \to \infty$);
- keine Offsetgrößen ($U_{EO} = I_{EO} = 0$),
  damit keine Driftgrößen ($U_{Dr} = I_{Dr} = 0$);
- kein Eingangsbiasstrom ($I_E = 0$);
- kein Rauschen.

Die mit Operationsverstärkern aufgebauten Verstärkerschaltungen lassen sich auf zwei Grundschaltungen zurückführen, die sich ausschließlich durch die Art der Gegenkopplung unterscheiden.

Der invertierende Verstärker entsteht durch Parallelspannungsgegenkopplung. Das Schaltbild des invertierenden Verstärkers zeigt Bild 1.2. Bei unendlicher Differenzverstärkung v_{diff} gilt mit Gl. (3):

$$u_{diff} \to 0.$$

Für den Punkt S in Bild 1.2. bedeutet das, daß er scheinbar mit dem Bezugspotential (Masse) verbunden ist. Aus dieser Tatsache resultiert die Bezeichnung „virtuelle Erde (Masse)".

Nach dem *Kirchhoff*schen Knotensatz gilt unter Berücksichtigung der Eigenschaften des idealen Operationsverstärkers:

$$\frac{U_E}{Z_1} = -\frac{U_A}{Z_2};$$

$$v = -\frac{Z_2}{Z_1}; \tag{16}$$

$$R_E = Z_1. \tag{17}$$

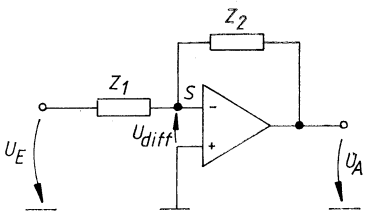


Bild 1.2
Invertierender Verstärker

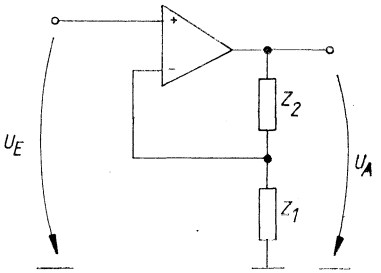


Bild 1.3
Nichtinvertierender Verstärker

Spannungsverstärkung und Eingangswiderstand des idealen invertierenden Verstärkers werden ausschließlich durch die äußeren Schaltelemente Z_1 und Z_2 bestimmt. Die Bezeichnung Z soll hier allgemein für eine Impedanz stehen.
Der *nichtinvertierende Verstärker* entsteht durch Seriespannungsgegenkopplung. Das Schaltbild des nichtinvertierenden Verstärkers zeigt Bild 1.3. Unter den gleichen Voraussetzungen wie oben folgt:

$$\frac{U_E}{Z_1} = \frac{U_A}{Z_1 + Z_2};$$

$$v = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}; \tag{18}$$

$$R_E \to \infty. \tag{19}$$

Die Spannungsverstärkung wird wieder durch die äußeren Schaltelemente Z_1 und Z_2 bestimmt. Der Eingangswiderstand R_E bleibt davon unberührt. Hier wirkt der als unendlich vereinbarte Eingangswiderstand des idealen Operationsverstärkers, weshalb auch für den nichtinvertierenden Verstärker die Bezeichnung „Elektrometerverstärker" gebräuchlich ist.

1.2. Realer Operationsverstärker

Mit praktisch realisierten Operationsverstärkern können die Eigenschaften des idealen Operationsverstärkers nur näherungsweise erreicht werden. Der Vergleich der Kenngrößen eines idealen mit denen eines stark verbreiteten Operationsverstärkers

Tabelle 1.1. Vergleich der Kennwerte idealer und realer Operationsverstärker (am Beispiel des *MAA 741* von TESLA)

Kennwerte	idealer OV	realer OV
Differenzverstärkung v_{diff}	∞	106 dB
Gleichtaktunterdrückung G	∞	90 dB
Differenzeingangswiderstand r_{diff}	∞	2 MΩ
Ausgangswiderstand r_a	0	75 Ω
Transitfrequenz f_T	∞	1 MHz
Eingangsbiasstrom I_E	0	80 nA
Eingangsoffsetspannung U_{EO}	0	1 mV
TK der Eingangsoffsetspannung $TK_{U\,EO}$	0	3 μV/K

vom Typ *741* ist in Tabelle 1.1. angegeben. Im RGW wird dieser Operationsverstärker von TESLA (ČSSR) unter der Bezeichnung *MAA 741* hergestellt. Die vom *Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)* gefertigten Operationsverstärker *A 109, B 109* und *R 109* erreichen infolge einer anderen Schaltungskonzeption die Werte des *MAA 741* nicht. Für sehr viele Anwendungsfälle sind jedoch deren Daten völlig ausreichend. Als bedeutender Vorteil soll die leichte Beschaffbarkeit und der niedrige Preis des Operationsverstärkers *R 109* genannt werden. Besonders auf den Operationsverstärker *A 109* zugeschnittene Anwendungsbeispiele (wobei das jedoch keine Einschränkung auf nur diesen Typ bedeutet) wurden in [3] veröffentlicht.

In einer Schaltung, die unter Zugrundelegung des idealen Operationsverstärkers konzipiert wurde, werden nun bei Einsatz eines realen Operationsverstärkers durch Abweichung der Kenngrößen von denen des idealen Operationsverstärkers gewisse Fehler eintreten. Diese Fehler lassen sich auf oft etwas umständliche Weise berechnen. Für den Amateur ist es wichtiger, „ein Gefühl dafür zu bekommen", mit welchen Fehlern er etwa rechnen muß.

Die Auswirkungen der endlichen Differenzverstärkung und der endlichen Gleichtaktunterdrückung auf das Übertragungsverhalten des invertierenden und des nichtinvertierenden Ver-

stärkers sollen im folgenden kurz gezeigt werden. Zur Berechnung der Ausgangsspannung ist von der Beziehung

$$u_A = v_{diff}\, u_{diff} + v_{gl}\, u_{gl} \tag{20}$$

auszugehen. Mit den Gl. (1), (2), (5) und $u_P = 0$ gilt:

$$u_A = -\, v_{diff} \left(1 - \frac{1}{2G}\right) u_N \,. \tag{21}$$

Aus Bild 1.2 kann nun folgende Beziehung abgelesen werden:

$$\frac{U_E - U_N}{Z_1} = \frac{U_N - U_A}{Z_2} \,.$$

Durch Einsetzen der Gl. (21) für u_N erhält man:

$$v = \frac{U_A}{U_E} = -\frac{Z_2}{Z_1} \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{1}{v_{diff}\left(1 - \dfrac{1}{2G}\right)} \left(1 + \dfrac{Z_2}{Z_1}\right)} \,. \tag{22}$$

Anhand typischer Daten der Operationsverstärker *MAA 741* (TESLA) und *R 109* (HFO) soll der Einfluß von endlicher Differenzverstärkung und endlicher Gleichtaktunterdrückung demonstriert werden. Dabei gelten für den Operationsverstärker *MAA 741* (TESLA) die Werte $v_{diff} = 200\,000$ ($\triangleq$ 106 dB) und $G = 32\,000$ ($\triangleq$ 90 dB); für den Operationsverstärker *R 109* $v_{diff} = 31\,000$ ($\triangleq$ 90 dB) und $G = 10\,000$ ($\triangleq$ 80 dB). Durch die Beschaltung des idealen Operationsverstärkers mit den Widerständen R_1 und R_2 soll eine Verstärkung von $v = 100$ eingestellt werden. Durch die Auswertung von Gl. (22) erhält man die in Tabelle 1.2. angegebenen Ergebnisse.

Aus diesen Ergebnissen ist ersichtlich, daß die endliche Differenzverstärkung die effektive Verstärkung des invertierenden Verstärkers in geringem Maße reduziert. Die endliche Gleichtaktunterdrückung bewirkt beim invertierenden Verstärker keinen merklichen Einfluß.

Für den nichtinvertierenden Verstärker nach Bild 1.3 erhält man

$$u_P = u_E; \tag{23}$$

$$u_N = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}\, u_A \,. \tag{24}$$

Tabelle 1.2. Einfluß endlicher Differenzverstärkung und Gleichtaktunterdrückung auf den Verstärkungsfaktor des invertierenden Verstärkers

$\frac{R_2}{R_1} \to 100$	*MAA 741*	*R 109*
$v_{\text{diff}} \to \infty$ $G \to \infty$	–100	–100
v_{diff} real $G \quad \infty$	–99,95	–99,675
v_{diff} real G real	–99,95	–99,675

Das Einsetzen von Gl. (23) und Gl. (24) in Gl. (20) unter Berücksichtigung von Gl. (1), Gl. (2) und Gl. (5) ergibt:

$$u_A = v_{\text{diff}} = \left[u_E - \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} u_A + \frac{1}{2G} \left(u_E + \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} u_A \right) \right].$$

Für den Verstärkungsfaktor des nichtinvertierenden Verstärkers erhält man damit die Beziehung:

$$v = \frac{u_A}{u_E} = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} \frac{1 + \frac{1}{2G}}{1 - \frac{1}{2G} + \frac{1}{v_{\text{diff}}} \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1}}. \tag{25}$$

Für $v_{\text{diff}} \gg \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1}$ gilt vereinfachend:

$$v = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} \frac{1 + \frac{1}{2G}}{1 - \frac{1}{2G}} \approx \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} \left(1 + \frac{1}{G} \right). \tag{26}$$

Für $G \gg 1$ entspricht Gl. (26) der für den idealen nichtinvertierenden Verstärker angegebenen Gl. (18).

Wie für den invertierenden Verstärker soll anhand der beiden Operationsverstärkertypen *MAA 741* und *R 109* der Einfluß der endlichen Differenzverstärkung und Gleichtaktunterdrückung

Tabelle 1.3. Einfluß endlicher Differenzverstärkung und Gleichtaktunterdrückung auf den Verstärkungsfaktor des nichtinvertierenden Verstärkers

$1 + \frac{R_2}{R_1} = 100$	*MAA 741*	*R 109*
$v_{diff} \to \infty$ $G \to \infty$	100	100
v_{diff} real $G \to \infty$	99,95	99,68
v_{diff} real G real	99,95	99,69

durch Auswertung von Gl. (25) demonstriert werden. Die Ergebnisse zeigt Tabelle 1.3.
Wieder können die gleichen Tendenzen im Einfluß von endlicher Differenzverstärkung und Gleichtaktunterdrückung abgelesen werden. Durch die hohen Werte von Differenzverstärkung und Gleichtaktunterdrückung wird der Verstärkungsfaktor beider Verstärkerschaltungen nahezu ausschließlich durch die Beschaltung bestimmt.
Weitere Kenngrößen des Operationsverstärkers sollen nach dieser rechnerischen Demonstration anschaulich dargestellt werden. Der für den idealen Operationsverstärker als linear angenommene Frequenzgang läßt sich bei realen Operationsverstärkern nicht realisieren. Um große Differenzverstärkungen zu erreichen, bestehen Operationsverstärker häufig aus drei Verstärkerstufen, wovon jede eine durch parasitäre Schaltelemente bedingte obere Grenzfrequenz hat. Im BODE-Diagramm kann dieser Sachverhalt entsprechend Bild 1.4 dargestellt werden. Damit Operationsverstärker nicht zur Selbsterregung neigen, sind bestimmte Maßnahmen zur Korrektur des Frequenzganges der Spannungsverstärkung vorzunehmen. Ohne an dieser Stelle den Beweis anzutreten, sei gesagt, daß ein stabiles Arbeiten des Operationsverstärkers nur für Gegenkopplungsgrade möglich ist, für die der Schnittpunkt der Kurven der Spannungsverstärkung des Operationsverstärkers und der durch die Gegenkopplung entstehenden Gesamtverstärkung oberhalb vom Punkt f_2 liegt. Mit anderen

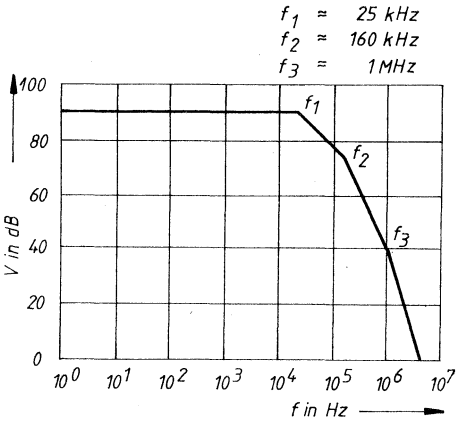


Bild 1.4 Frequenzgang der Spannungsverstärkung eines dreistufigen Operationsverstärkers

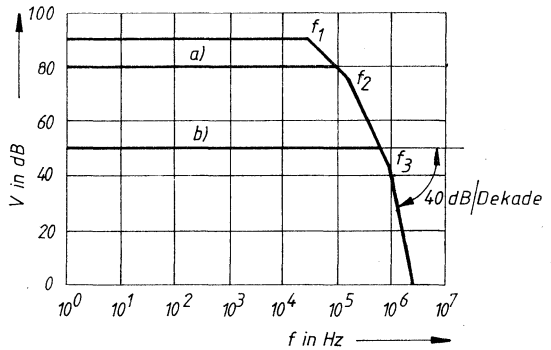


Bild 1.5 Frequenzgang gegengekoppelter Operationsverstärker, Kurve a stabil, Kurve b instabil

Worten: Im Schnittpunkt dieser beiden Kurven darf der zugehörige Winkel den Wert 40 dB/Dekade nicht erreichen. Bild 1.5 dient der Demonstration. Kurve a zeigt einen Verstärker mit einer Gesamtverstärkung von $v = 80$ dB, der absolut stabil arbeiten wird, während Kurve b für eine Verstärkung $v = 50$ dB keine Stabilität erkennen läßt. Wird durch zusätzliche *RC*-

Glieder die Frequenz f_1 wirksam reduziert, so kann der Gegenkopplungsgrad vergrößert werden. Um einen Operationsverstärker für beliebige Gegenkopplungsgrade vorzubereiten, wird eine sogenannte „Normalkompensation" verwendet. „Normalkompensation" bedeutet Reduzierung der Frequenz f_1 auf einen solchen Wert, daß sich $v_{\text{diff}}(f_2) = 1$ ($\triangleq$ 0 dB) ergibt. Bild 1.6 zeigt den Frequenzgang der Spannungsverstärkung eines „normalkompensierten" Operationsverstärkers. Es ergeben sich stabile Verhältnisse bis zur vollen Gegenkopplung, d. h. 1-Verstärkung. Häufig wird diese Art der Frequenzkompensation für intern kompensierte Operationsverstärker verwendet. Nachteil dieser Kompensationsart ist die geringe obere Grenzfrequenz bei großen Verstärkungen. Eine ausführliche Darstellung dieser Probleme, bezogen auf den Operationsverstärker *A 109*, findet der Leser in [4]. Angaben über Literatur zur modifizierten Frequenzkompensation des Operationsverstärkers *A 109* sind aus dem Literaturverzeichnis in [3] zu ersehen.
Werden bipolare oder Sperrschichtfeldeffekt-Transistoren in der Eingangsdifferenzverstärkerstufe eingesetzt, dann sind von Null verschiedene Eingangsbiasströme funktionsbedingt. Bei MOS-Feldeffekttransistoren fließen hier nur vernachlässigbare Gate-Leckströme.

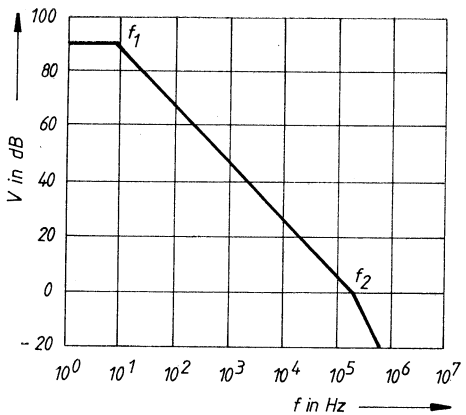


Bild 1.6 Frequenzgang eines „normalkompensierten" Operationsverstärkers

Infolge unterschiedlicher Bauelementegeometrien treten bei allen Operationsverstärkern von Null verschiedene Offsetgrößen auf.

Auf Kompensationsmaßnahmen dieser Größen soll an dieser Stelle nicht eingegangen werden, da die in [3] für den Operationsverstärker *A 109* getroffenen Aussagen über diesen Typ hinaus allgemeine Gültigkeit haben. Eine ausführliche Darstellung über die Probleme der Arbeitspunkteinstellung (Sicherung der Eingangsruheströme, Kompensation der Offsetgrößen, Reduzierung der Temperaturdrift) ist in [2] zu finden. Bei der Verarbeitung kleiner Gleichspannungen und -ströme muß den genannten Größen besondere Aufmerksamkeit geschenkt werden. In [5] ist gezeigt, wie diese Kenngrößen des Operationsverstärkers die Verarbeitung kleiner Signale einschränken. Zur Reduzierung der Drift kann generell von folgender Regel ausgegangen werden: Der Quellwiderstand, der von invertierendem bzw. nichtinvertierendem Eingang des Operationsverstärkers in die Schaltung „hineingesehen" vorgefunden wird, sollte nach Möglichkeit den gleichen Wert haben. Für den invertierenden Verstärker nach Bild 1.2 bedeutet das ein Zuschalten eines Kompensationswiderstandes $R_K = R_1 R_2/(R_1 + R_2)$ zwischen nichtinvertierenden Eingang und Masse.

2. Operationsverstärker – Grundschaltungen

Bei der Diskussion der im folgenden angegebenen Grundschaltungen wird der Operationsverstärker zunächst als ideal angenommen. Der Bezug zum realen Operationsverstärker ist nur an kritischen Stellen notwendig.

2.1. Addierverstärker

Als Addierverstärker wird eine Schaltungseinheit mit mehreren Eingängen und einem Ausgang bezeichnet. Das Ausgangssignal entsteht durch gewichtige Addition der Eingangssignale. Bild 2.1 zeigt den Aufbau des Addierverstärkers. Am Knoten s gilt:

$$\frac{U_{\mathrm{E1}}}{R_1} + \frac{U_{\mathrm{E2}}}{R_2} + \ldots + \frac{U_{\mathrm{En}}}{R_{\mathrm{n}}} = -\frac{U_{\mathrm{A}}}{R}.$$

Der Widerstand R_{K} kann bei dieser Betrachtung vernachlässigt werden. Für die Ausgangsspannung gilt damit allgemein:

$$-U_{\mathrm{A}} = \sum_{i=1}^{n} a_{\mathrm{i}} U_{\mathrm{Ei}}\,. \tag{27}$$

Das Widerstandsverhältnis $a_{\mathrm{i}} = R/R_{\mathrm{i}}$ bildet das jeweilige Gewicht, mit dem der Eingang i in die Summe eingeht. Vorteilhaft

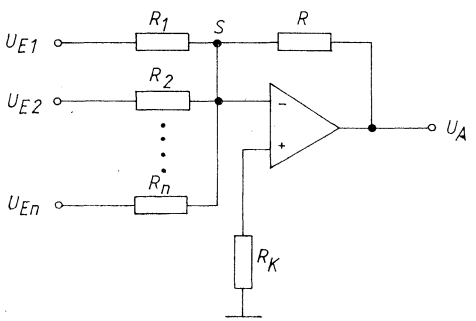


Bild 2.1 Addierverstärker

lassen sich derartige Addierverstärkerschaltungen als additive Mischer z. B. für die Tontechnik einsetzen.
Für den Widerstand R_K gilt das in Abschnitt 1.2. Gesagte. Die Bemessung erfolgt nach der Beziehung:

$$\frac{1}{R_K} = \frac{1}{R} + \sum_{i=1}^{n} \frac{a_i}{R} = \frac{1}{R}\left(1 + \sum_{i=1}^{n} a_i\right). \tag{28}$$

2.2. Subtrahierverstärker

Wird die subtraktive Verknüpfung zweier Signale benötigt, so kann das sehr einfach durch Verknüpfung von invertierendem und nichtinvertierendem Verstärker realisiert werden. Eine entsprechende Schaltung ist in Bild 2.2 angegeben. Für den idealen Operationsverstärker gelten die Beziehungen:

$$\frac{U_{E1} - U_N}{R_1} = \frac{U_N - U_A}{R_2};$$

$$\frac{U_{E2} - U_P}{R_3} = \frac{U_P}{R_4}.$$

Mit $U_P = U_N$ erhält man:

$$U_A = \frac{R_2}{R_1}\left[U_{E2}\frac{\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)}{\left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right)} - U_{E1}\right]. \tag{29}$$

Für $R_1 = R_3$ und $R_2 = R_4$ ist die Forderung $R_1R_2/(R_1 + R_2) = R_3R_4/(R_3 + R_4)$ zur Driftreduzierung erfüllt, und es gilt weiter:

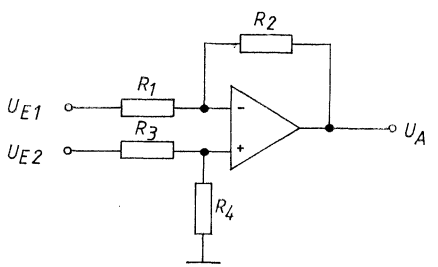


Bild 2.2
Subtrahierverstärker

$$U_A = \frac{R_2}{R_1} (U_{E2} - U_{E1}). \tag{30}$$

Ein einfaches Anwendungsbeispiel für Addier- und Subtrahierverstärker ist eine Pseudoquadrofonie-Schaltung mit veränderbarem Übersprechen (variable crosstalk) [6]. Das Schaltbild ist in Bild 2.3 dargestellt. Alle Festwiderstände sind gleich 1 kΩ, die Potentiometer gleich 250 kΩ.
Verwendet man für die Potentiometer (a) und (b) bzw. (c) und (d) Tandempotentiometer, so gilt a = b und c = d.

2.3. Allgemeine Addier-Subtrahierschaltung

Wird der Subtrahierverstärker bezüglich seiner Eingänge systematisch erweitert, so erhält man eine allgemeine Addier-Subtrahierschaltung (Bild 2.4).

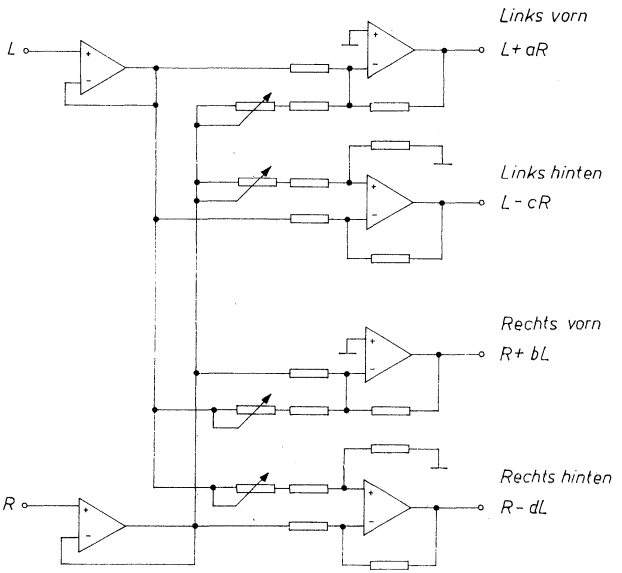


Bild 2.3 Anwendung von Addier- und Subtrahierschaltungen in einer Pseudoquadrofonie-Schaltung mit veränderbarem Übersprechen

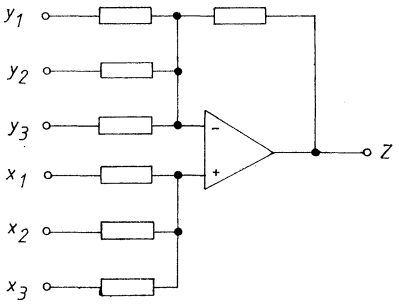


Bild 2.4
Allgemeine Addier-Subtrahierschaltung

Für das mit z bezeichnete Ausgangssignal gilt:

$$z = \sum_{i=1}^{m} a_i x_i - \sum_{j=1}^{n} b_j y_j;$$

x_i, y_i — Eingangssignale der Addier-Subtrahierschaltung.
Die in Abschnitt 1.2. angeführte Bedingung gleicher Quellwiderstände wird im allgemeinen Fall nicht erfüllt sein. Durch die Widerstände R_O bzw. R_L in Bild 2.5 kann diese Bedingung wieder erfüllt werden. Eine Beschränkung auf die drei gezeich-

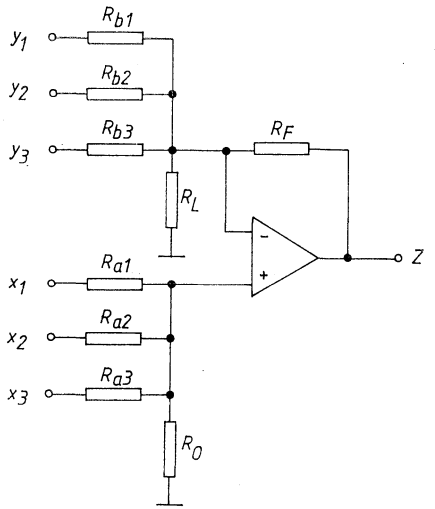


Bild 2.5
Erzeugung gleicher Quellwiderstände in der Addier-Subtrahierschaltung

neten Eingänge besteht nicht. Mit den Größen $a_i = R_F/R_{ai}$ und $b_j = R_F/R_{bj}$ ist die Bedingung

$$1 + \sum_{j=1}^{n} b_j + \frac{R_F}{R_L} = \sum_{i=1}^{m} a_i + \frac{R_F}{R_O}$$

zu erfüllen [7]. Die Differenz der Summen Δ

$$\Delta = 1 + \sum_{j=1}^{n} b_j - \sum_{i=1}^{m} a_i \tag{31}$$

entscheidet über den Einsatz des Widerstandes R_O oder R_L. Dabei gilt folgender Zusammenhang:

$\Delta > 0$ Einsatz des Widerstandes R_O,
$\Delta = 0$ beide Widerstände entfallen,
$\Delta < 0$ Einsatz des Widerstandes R_L.

Für den Widerstand R_F wird man einen typischen Wert (z. B. 10 kΩ) mit der größeren der beiden Summen (entweder $1 + \Sigma b_j$ oder Σa_i) multiplizieren. Je nach Vorzeichen der Differenz gilt dann:

$$R_O \text{ (oder } -R_L) = \frac{R_F}{\Delta}. \tag{32}$$

Die Bezeichnungen für die Widerstände R_{ai} und R_{bj} waren bereits weiter oben gegeben.

Nach der angegebenen Rechenvorschrift können sowohl Addier- und Subtrahierverstärker einzeln, aber auch allgemeine (gemischte) Schaltungen statisch exakt ohne großen mathematischen Aufwand dimensioniert werden.

Als Dimensionierungsbeispiel sei der Subtrahierverstärker mit je einem Eingang betrachtet:

$$z = m\,(x - y)\,. \tag{33}$$

Der Faktor m stellt einen Verstärkungsfaktor ($m \geqq 1$) dar. Wird nun die Rechenvorschrift abgearbeitet, so erhält man

$\Sigma a_i = 1$;
$1 + \Sigma b_j = 2$;
$\Delta = 1$, woraus der Einsatz von R_O folgt;
$R_F = 20$ kΩ;
$R_O = 20$ kΩ;
$R_a = R_b = 20$ kΩ/m.

Wie zu sehen ist, sind die Gl. (33) und (30) identisch, und von jedem Eingang aus ist der Widerstand 20 kΩ parallel (20 kΩ/m) vorhanden.

2.4. Bipolares Koeffizientenglied

Wird der Subtrahierverstärker etwa modifiziert, dann entsteht eine Schaltungseinheit, die eine stufenlose Einstellung der Verstärkung im Bereich $-1 \leqq v \leqq 1$ ermöglicht. Da beide Vorzeichen der Spannungsverstärkung erzeugt werden können, spricht man von einem bipolaren Koeffizientenglied. Aus der in Bild 2.6 angegebenen Schaltung liest man für die Stellung 1 des Potentiometers R_P die Beziehung

$$U_A = -\frac{R_2}{R_1} U_E \tag{34}$$

ab. Für die Stellung 2 des Potentiometers R_P gilt:

$$U_P = \frac{R_4}{R_1 + R_4} U_E . \tag{35}$$

Der Operationsverstärker arbeitet nun als nichtinvertierender Verstärker nach Gl. (18):

$$U_A = \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) \frac{R_4}{R_1 + R_4} U_E . \tag{36}$$

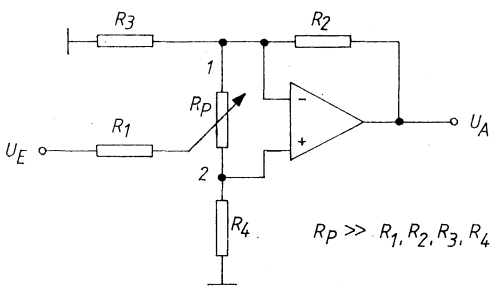


Bild 2.6 Bipolares Koeffizientenglied

Werden die Bedingungen $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 \ll R_P$ für die Widerstandswerte eingehalten, so ergibt sich ein von -1 bis $+1$ veränderbarer Verstärkungskoeffizient.

2.5. Geschaltetes Koeffizientenglied

Das bipolare Koeffizientenglied nach Abschnitt 2.4. erlaubte eine stufenlose Verstärkungsverstellung mittels Potentiometer. Wird nur zwischen den Koeffizienten $+1$ und -1 unterschieden, dann kann das durch einfache schaltungstechnische Maßnahmen erreicht werden. In der Schaltung nach Bild 2.7 ist ein Bipolartransistor für die Verstärkungsumschaltung eingesetzt.
Wird der Transistor durch eine entsprechend hohe positive Steuerspannung in den leitenden Zustand geschaltet, so liegt ein invertierender Verstärker mit einer durch die Widerstandsbeschaltung vorgegebenen Verstärkung $v = -1$ vor. Die Signalquelle wird mit dem Widerstand $R/2$ belastet. Bei gesperrtem Transistor liegt die Eingangsspannung am nichtinvertierendem Eingang. Da infolge $U_P = U_N$ durch den Querzweig kein Strom fließt, folgt der Ausgang der Eingangsspannung. Der Verstärker arbeitet als nichtinvertierender Verstärker (Spannungsfolger) mit einer Verstärkung $v = +1$.
Die Eigenschaften der Schaltung werden wesentlich durch die erreichten Kollektor-Emitter-Sättigungsspannungen U_{CEsat} bestimmt. Unter Umständen ist ein Inversbetrieb (U_{CEsat} verkleinert sich) des Transistors erforderlich.
Neben Bipolartransistoren lassen sich auch Feldeffekttransistoren günstig als Schalter einsetzen. In Bild 2.8 ist eine derartige

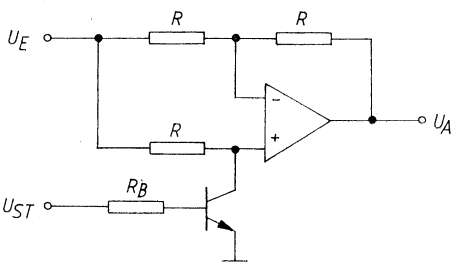


Bild 2.7 Geschaltetes Koeffizientenglied mit Bipolartransistor

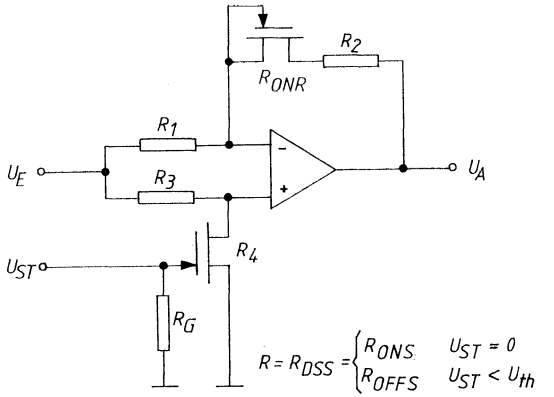


Bild 2.8 Geschaltetes Koeffizientenglied mit Sperrschicht-Feldeffekttransistor

Schaltung angegeben. Das Schaltungsprinzip entspricht dem des Subtrahierverstärkers nach Bild 2.2, wobei jedoch $U_E = U_{E1} = U_{E2}$ gesetzt werden muß. Mit Gl. (29) kann das Übertragungsverhalten analysiert werden. Der in die Rückführung geschaltete Sperrschicht-Feldeffekttransistor ist durch die Bedingung $U_{GS} = 0$ stets leitend ($R_{ON\,R}$). Der Schalttransistor wird zwischen leitend ($U_{GS} = 0$; $R_{ON\,S}$) und gesperrt ($R_{OFF\,S}$) geschaltet. Für den leitenden Schalttransistor nimmt Gl. (29) folgende Gestalt an:

$$U_A = \frac{R_2 + R_{ON\,R}}{R_1}\left[U_E \frac{1 + \dfrac{R_1}{R_2 + R_{ON\,R}}}{1 + \dfrac{R_3}{R_{ON\,S}}} - U_E\right];$$

$$U_A \approx -\frac{R_2 + R_{ON\,R}}{R_1}\frac{R_3}{R_3 + R_{ON\,S}} U_E, (R_3 \gg R_{ON\,S});$$

$$U_A \approx -U_E, (R_1 = R_2 = R_3; U_{ST} = 0; R_{ON\,R} = R_{ON\,S}).$$

Der Einfluß des endlichen ON-Widerstandes des SFET und damit auch dessen Temperaturabhängigkeit werden durch den in die Rückführung geschalteten SFET nicht auf die Ausgangsspannung wirksam. Für den sperrenden Schalttransistor gilt entsprechend:

$$U_A = \frac{R_2 + R_{ON\,R}}{R_1} \left[U_E \frac{1 + \dfrac{R_1}{R_2 + R_{ON\,R}}}{1 + \dfrac{R_3}{R_{OFF\,S}}} - U_E \right].$$

Da im praktischen Fall stets $R_{OFF\,S} \gg R_3$ garantiert ist, gilt

$U_A \approx U_E$ ($U_{ST} < U_{th}$);

U_{th} – Schwellspannung des SFET.

Voraussetzung für die Gültigkeit der Rechnung waren identische Kennlinien der Sperrschicht-Feldeffekttransistoren. Werden Doppel-FET verwendet, so ist diese Voraussetzung als erfüllt zu betrachten.

2.6. Integrator

Wird in den invertierenden Verstärker nach Bild 1.2 an die Stelle der Impedanz Z_2 eine Kapazität C geschaltet, dann wird die Ausgangsspannung proportional dem Zeitintegral der Eingangsspannung.

Ausgehend von der Strom-Spannungsrelation an der Kapazität

$$u_C = \frac{1}{C} \int_0^\tau i_C \, dt + U_C(0) \tag{37}$$

gilt für den Integrator nach Bild 2.9:

$$\frac{u_E}{R} = -\, C \frac{du_A}{dt}.$$

Auflösung nach u_A ergibt:

$$u_A(t) = -\, \frac{1}{RC} \int_0^\tau u_E \, dt + U_O. \tag{38}$$

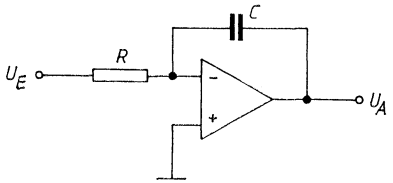


Bild 2.9
Integrator

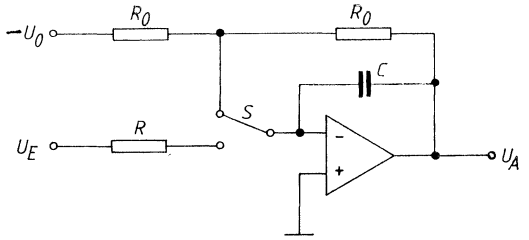


Bild 2.10 Setzen einer Anfangsbedingung

Mit U_O ist die Spannung am Kondensator C vor einem Integrationsintervall berücksichtigt. Soll diese Anfangsbedingung $U_O = 0$ sein, kann durch Kurzschluß der Kapazität vor Beginn der Integration diese Bedingung eingestellt werden. Das Setzen einer beliebigen Anfangsbedingung U_O wird anhand von Bild 2.10 demonstriert.

Auf eine Schwierigkeit beim Aufbau von Integratoren sei an dieser Stelle hingewiesen. Wird durch Kurzschließen des Eingangs einer Integratorschaltung die Bedingung $U_E = 0$ vorgegeben, müßte nach Gl. (38) die Ladung auf dem Kondensator C und damit auch die Integratorausgangsspannung U_A konstant bleiben. Operationsverstärker mit bipolaren oder SFET-Eingangsstufen haben aber funktionsbedingte Eingangsströme, die dann durch die Kapazität integriert werden. Die Folge ist eine von der Größe der Ströme abhängige, linear ansteigende Ausgangsspannung. Im Ersatzschaltbild stellt sich dieser Sachverhalt entsprechend Bild 2.11 dar.

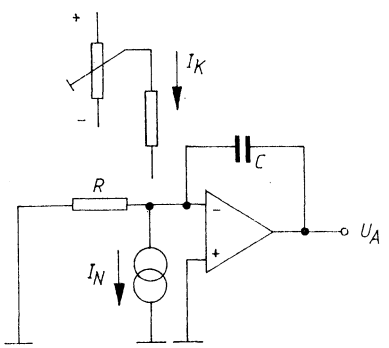


Bild 2.11
Kompensation des Eingangsstromes beim Integrator

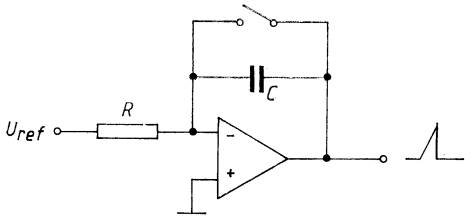


Bild 2.12 Sägezahngenerator

Ein konstanter Strom I_N bewirkt ein lineares Ansteigen der Ausgangsspannung des Integrators. Wird in den Summationspunkt am invertierenden Verstärkereingang ein Kompensationsstrom eingespeist, so kann die Wirkung des Eingangsstromes I_N ausgeglichen werden.

Als Anwendungsbeispiel der Integratorschaltung soll ein einfacher Sägezahngenerator (Bild 2.12) angeführt werden. Die Eingangsspannung des Generators wird durch eine konstante Referenzspannung gebildet, wodurch für die Kapazität nach erfolgter Freigabe durch den Schalter S eine Konstantstromladung vorliegt. Gl. (37) vereinfacht sich dann zu

$$u_A(t) = -\frac{U_{ref}}{RC}\,t\,. \tag{39}$$

Ein periodisches Schließen des Schalters S ergibt damit eine periodische sägezahnförmige Ausgangsspannung. Vorteilhaft ist der Schalter durch einen Transistor realisierbar.

Ausgehend von dem in Bild 2.2 gezeigten Subtrahierverstärker kann durch Ersetzen der Widerstände R_2 und R_4 durch Kapazitäten ein Differenzintegrator aufgebaut werden. Bild 2.13

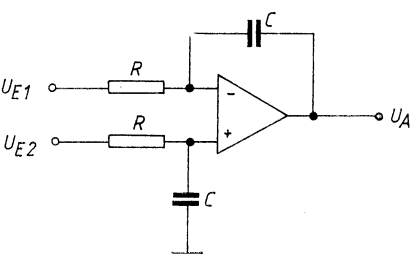


Bild 2.13
Differenzintegrator

zeigt das entsprechende Schaltbild. Für die Ausgangsspannung erhält man:

$$u_A = -\frac{1}{RC}\int_0^\tau (u_{E1} - u_{E2})\,dt\,. \tag{40}$$

Bedingung für Gl. (40) sind gleiche Zeitkonstanten in beiden Verstärkerzweigen.
Ein nichtinvertierender Integrator entsteht durch

$$U_{E1} = 0\,.$$

2.7. Differenzierer

Bei Ersatz der Impedanz Z_1 im invertierenden Verstärker nach Bild 1.2 durch eine Kapazität C zeigt die Ausgangsspannung ein zum Differentialquotienten der Eingangsspannung proportionales Verhalten. Bild 2.14 zeigt die Grundschaltung des Differenzierers. Wie bereits beim Integrator gilt:

$$i_C = C\frac{du_E}{dt} = -\frac{u_A}{R}\,.$$

Für die Ausgangsspannung erhält man damit:

$$u_A = -RC\frac{du_E}{dt}\,. \tag{41a}$$

Und in komplexer Schreibweise:

$$U_A(\omega) = -j\omega\,RC\,U_E\,(\omega)\,. \tag{41b}$$

Mit anderen Worten: Die Ausgangsspannung des Differenzierers ist proportional zur Änderungsgeschwindigkeit (Frequenz) der Eingangsspannung.
Die in Bild 2.14 dargestellte Grundschaltung des Differenzierers ist praktisch nicht einsetzbar. Anhand des in Bild 2.15 darge-

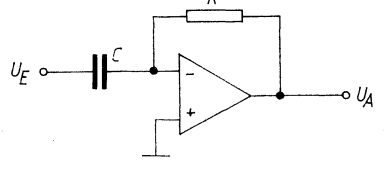


Bild 2.14 Grundschaltung des Differenzierers

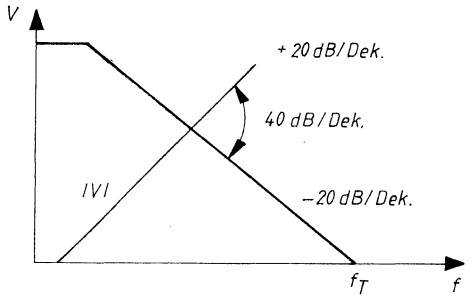


Bild 2.15 BODE-Diagramm zum Differenzierer nach Bild 2.14

stellten BODE-Diagrammes soll der Sachverhalt erläutert werden. Bedingt durch die Art der Gegenkopplung strebt die Gesamtverstärkung bei höheren Frequenzen großen Werten zu. Die Phasenverschiebung des Gegenkopplungsnetzwerkes und die des Operationsverstärkers bewirken eine Mitkopplung, was durch einen Winkel von größer oder gleich 40 dB/Dek. zwischen dem Operationsverstärkerfrequenzgang und dem der Gegenkopplung im BODE-Diagramm zum Ausdruck kommt. Stabilität des Differenzierers wird durch die in Bild 2.16 angegebene Schaltungsmaßnahme erzwungen. Durch das Hinzufügen des Widerstandes R_1 wird die Wirkung der Kapazität C_1 nach hohen Frequenzen hin reduziert. Der ausnutzbare Frequenzbereich muß dadurch nicht notwendigerweise verringert werden, da infolge abnehmender Schleifenverstärkung die Genauigkeit des Differenzierers ohnehin nachläßt [8]. Wird die Grenzfrequenz des RC-Gliedes R_1C_1 nach der Beziehung

$$f_1 = \sqrt{f_T/2\pi\, R_2 C_1}$$

ausgewählt, ist bis zur Frequenz f_1 stabiles Differenzieren möglich. Wendet man zur Beschreibung des Übertragungsverhaltens die komplexe Schreibweise an, so gilt:

$$\frac{U_A(\omega)}{U_E(\omega)} = -\frac{j\omega\, R_2\, C_1}{1 + j\omega\, R_1 C_1}\,. \tag{42}$$

Der Zähler zeigt das differenzierende Verhalten an. Der Nenner zeigt das Verhalten eines Verzögerungsgliedes, das bei hohen Frequenzen die differenzierende Wirkung ausgleicht und damit für Stabilität sorgt.

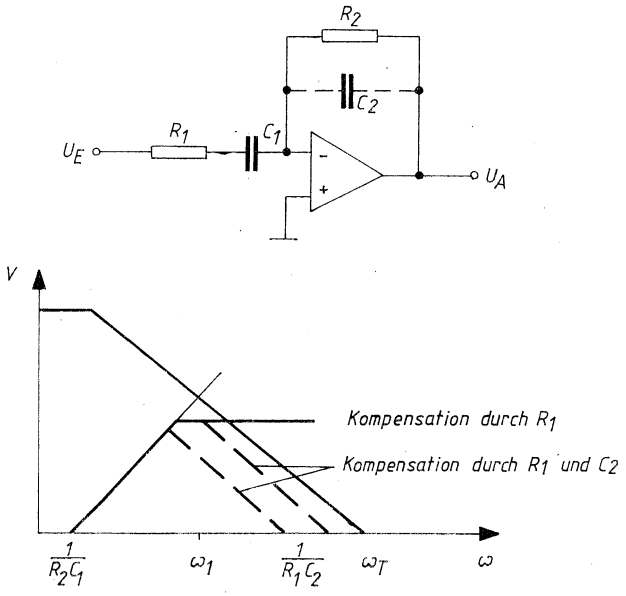


Bild 2.16 Schaltung und BODE-Diagramm eines realisierbaren Differenzierers

Der hochfrequente Rauschanteil wird aufgrund des Frequenzganges gegenüber dem Signal stark betont. Überbrückt man den Widerstand R_2 durch eine Kapazität C_2, so läßt sich bei Reduzierung der Frequenz f_1 und damit der für den Differenzierer nutzbaren Bandbreite dieser Nachteil ausgleichen. Der durch die Kapazität C_2 veränderte Frequenzgang ist in Bild 2.16 gestrichelt eingetragen.

Gegenüber der Schaltungsrealisierung des Differenzierers nach Bild 2.16 existieren weitere schaltungstechnische Varianten, die zusätzlich den Vorteil eines höheren, frequenzunabhängigen Eingangswiderstandes aufweisen [9]. Wird nach Bild 2.17 in den Gegenkopplungszweig eines Operationsverstärkers ein nichtinvertierender Integrator geschaltet, erhält man eine weitere Differenziererschaltung.

Mit den für Addierverstärker und nichtinvertierenden Integrator

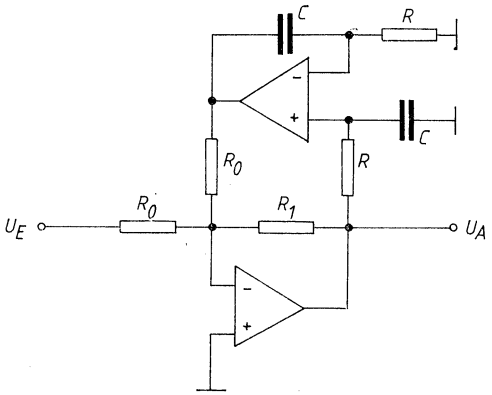


Bild 2.17 Differenzierer mit nichtinvertierendem Integrator

angegebenen Gleichungen kann für die Ausgangsspannung die Beziehung

$$\frac{U_A(\omega)}{U_E(\omega)} = -\frac{j\omega RC}{1 + j\omega \frac{R_0}{R_1} RC} \tag{43}$$

abgeleitet werden. Gl. (43) ist identisch mit Gl. (42), was gleiches Übertragungsverhalten anzeigt. Die Dämpfung kann mit dem Widerstand R_1 den jeweiligen Erfordernissen angepaßt werden. Eine Verkleinerung des Widerstandes R_1 bewirkt eine Vergrößerung der Dämpfung. Der Eingangswiderstand ist frequenzunabhängig und gleich dem Widerstand R_0. Nachteilig ist weiter die notwendige Übereinstimmung der Zeitkonstanten des nichtinvertierenden Integrators. Wird in den Mitkopplungszweig eines Operationsverstärkers ein invertierender Integrator geschaltet, so reduziert sich die Anzahl der verwendeten Bauelemente. Bild 2.18 zeigt das Schaltungsprinzip, das die genannten Nachteile nicht aufweist. Mit der im Bild angegebenen Vereinbarung gilt wieder Gl. (43) für das Übertragungsverhalten. Auch hier zeigen sich übereinstimmende Eigenschaften. Auf der Grundlage der im 2. Abschnitt behandelten Schaltungen lassen sich durch entsprechende Modifikationen der Operationsverstärkerbeschaltun-

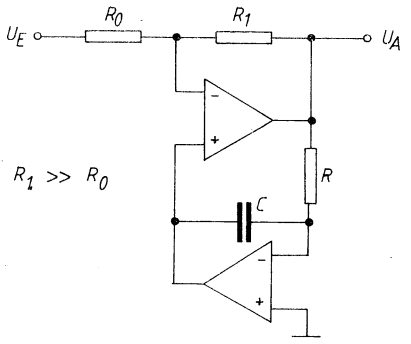


Bild 2.18
Differenzierer mit invertierendem Integrator

gen und durch entsprechende Kombination dieser Grundschaltungen vielfältige Schaltungsrealisierungen erarbeiten.
Aufgabe des 3. Abschnittes ist es, eine Reihe derartiger Schaltungsmöglichkeiten aus applikativer Sicht zu behandeln.

3. Lineare und nichtlineare Analogschaltungen

3.1. Universalfilter mit Integratoren

Unter Verwendung der bereits behandelten Baugruppen Integrator und Addierverstärker soll der Aufbau eines Universalfilters gezeigt werden. Eine Vielzahl dieser Integratoren und Addierverstärker bilden einen Analogrechner, mit dem dann kompliziertere Berechnungen durchgeführt werden können. Übertragungsfunktionen beliebiger elektrischer Netzwerke lassen sich mit dem Analogrechner nachbilden, was gleichbedeutend mit der Lösung der im Zeitbereich geltenden Differentialgleichung ist.
Ausgegangen werden soll von der Übertragungsfunktion eines Bandpasses im Frequenzbereich.

$$T(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{p}{p^2 + \frac{1}{2}p + 2}. \tag{44}$$

Der Operator p steht hier für die komplexe Frequenz $p = \sigma + j\omega$. Im Zeitbereich entspricht dieser Übertragungsfunktion die Differenzialgleichung

$$\frac{du_1}{dt} = \frac{d^2u_2}{dt^2} + \frac{1}{2}\frac{du_2}{dt} + 2u_2. \tag{45}$$

Um eine Differenzierung der Eingangsgröße $u_1(t)$ zu vermeiden (Grund: Mängel der Differenzierschaltung; siehe Abschnitt 2.5.), soll das durch Integration der gesamten Gl. (45) umgangen werden:

$$u_1 = \frac{du_2}{dt} + \frac{1}{2}u_2 + 2\int u_2\,dt.$$

Die Ausgangsspannung u_2 wird nun durch stufenweise Integration der einzelnen Terme erhalten. Zur Lösung sind 2 Integratoren notwendig, da es sich bei Gl. (45) um eine Differentialgleichung 2. Ordnung handelt. [1. und 2. Ableitung sind in Gl. (45) enthalten]. Mit der in Bild 3.1 dargestellten Prinzipschaltung läßt sich Gl. (45) lösen. Als Integrator wird der in Abschnitt 2.6.

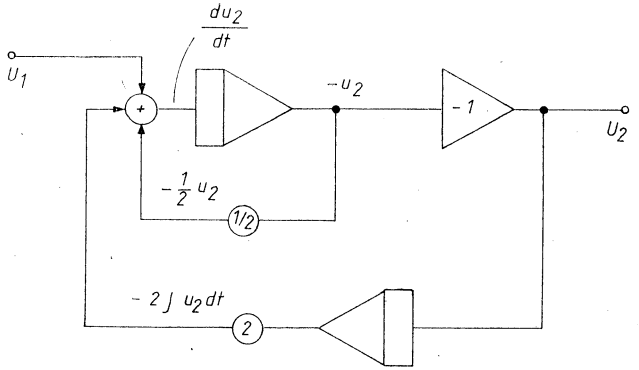


Bild 3.1 Prinzipschaltbild zum Integratorfilter

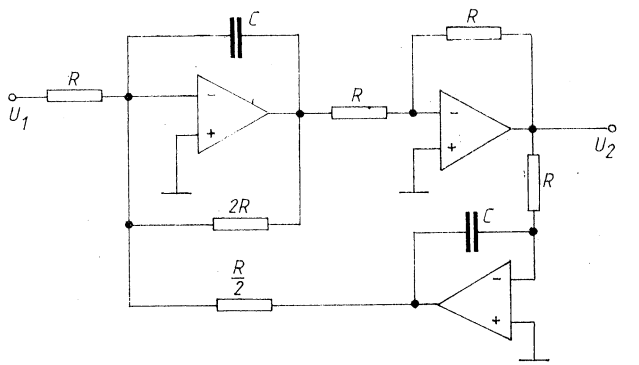


Bild 3.2 Realisierungsvarianten zu Bild 3.1

beschriebene invertierende Integrator verwendet. Für den Inverter kommt der invertierende Verstärker mit $v = -1$ zum Einsatz.

Da die Übertragungsfunktion [Gl. (44)] Bandpaßcharakter hat, stellt die in Bild 3.1. dargestellte Schaltung die Realisierung eines Bandpasses dar. In der aktiven *RC*-Filtertechnik wird diese Schaltungsstruktur als *Integratorschleife* bezeichnet.

Bild 3.2 zeigt eine Realisierungsvariante der Integratorschleife.

Vorteile der Integratorschleife für Aufgaben der Filtertechnik sind [10]:

- Überlegene Leistungsfähigkeit in Frequenzbereich, Güte, Toleranzunempfindlichkeit;
- niedriges Rauschen;
- übersichtliche Dimensionierung;
- gute Abgleichbarkeit, da für Güte und Resonanzfrequenz getrennte Einstellmöglichkeiten vorhanden sind;
- je nach Wahl des Einspeisepunktes Tiefpaß-, Bandpaß- oder Hochpaßverhalten;
- geringe Anforderungen an die Einzelverstärker;
- durch „massebezogene" Schaltelemente gute Voraussetzungen für steuerbare Filter.

Ein praktisches Schaltungsbeispiel zum Einsatz eines integrierten Mehrfachverstärkers im Integratorfilter findet der Leser in [11]. Durch die Verwendung von Mehrfachverstärkern wird das Universalfilter aus nur einem Baustein und den zugehörigen passiven Schaltelementen bestehen. Tiefergehende Betrachtungen und Schaltungsrealisierung mit nichtinvertierenden Integratoren sind [12] zu entnehmen.

3.2. Logarithmierverstärker

Beim Logarithmierverstärker wird durch eine nichtlineare Gegenkopplung des Operationsverstärkers das gewünschte logarithmische Übertragungsverhalten

$$U_A = K_1 \log K_2 U_E \tag{46}$$

realisiert. Als nichtlineare Gegenkopplungselemente dienen in der modernen Schaltungstechnik Halbleiterdioden oder Bipolartransistoren.

Für eine ideale Halbleiterdiode gilt die Kennliniengleichung

$$I_F = I_0 \left(\exp \frac{U_F}{U_T} - 1 \right) .^{*)} \tag{47}$$

Mit $U_T = \frac{kT}{e}$ wird die Temperaturspannung bezeichnet. T ist die

*) Aus Gründen der Übersichtlichkeit steht exp x für e^x.

absolute Sperrschichttemperatur, k die *Boltzmann*-Konstante ($k = 1{,}381 \cdot 10^{-23}$ J/K) und e die elektrische Elementarladung ($e = 1{,}602 \cdot 10^{-19}$ As). Mit diesen Größen wird die Temperaturspannung U_T bei Raumtemperatur ($T = 300$ K) den Wert $U_T = 25{,}858$ mV annehmen. Für Berechnungen, die den Charakter von Näherungsrechnungen haben, kann ohne großen Fehler von einer Temperaturspannung $U_T = 26$ mV (bei Raumtemperatur) ausgegangen werden. I_0 ist der Sättigungsstrom der Diode, der dem bei einer Sperrspannung von einigen hundert Millivolt gemessenen Diodensperrstrom entspricht. Bei realen Halbleiterdioden gilt dieser Zusammenhang nur in einem beschränkten Bereich, wodurch genaue Logarithmierungen kaum möglich sind.
Bei bipolaren Transistoren gilt für den Kollektorstrom:

$$I_C = I_0 \left(\exp \frac{U_{BE}}{U_T} - 1 \right) - \left(1 + \frac{1}{B_I} \right) I_0 \left(\exp \frac{U_{BC}}{U_T} - 1 \right). \tag{48}$$

B_I steht für den Stromverstärkungsfaktor im Inversbetrieb. Wird durch schaltungstechnische Maßnahmen die Basis-Kollektor-Spannung $U_{BC} = 0$ eingestellt, so entsteht aus Gl. (48) eine der Gl. (47) entsprechende Beziehung:

$$I_C = I_0 \left(\exp \frac{U_{BE}}{U_T} - 1 \right). \tag{49}$$

Bei Silizium-Transistoren hat diese Beziehung über mehrere Dekaden des Kollektorstromes Gültigkeit. In Bild 3.3 sind Schaltungen von Logarithmierverstärkern unter Verwendung von Diode bzw. Transistor als logarithmierende Elemente angegeben. In der Verstärkergrundschaltung handelt es sich um den invertierenden Verstärker. Da der invertierende Eingang scheinbar auf Massepotential (virtuelle Erde) liegt, ist die Bedingung $U_{BC} = 0$ erfüllt. Aus Bild 3.3b kann damit die Strombilanz

$$\frac{U_E}{R} = I_0 \left(\exp \frac{U_{BE}}{U_T} - 1 \right) \tag{50}$$

abgelesen werden. Für ausreichend hohe Basis-Emitter-Spannungen ($U_{BE} \geqq 4\ U_T$) läßt sich die 1 in Gl. (50) vernachlässigen. Für das Übertragungsverhalten des Logarithmierverstärkers erhält man dann:

$$-U_A = U_T \ln \frac{U_E}{RI_0}, \quad (U_E/R \gg I_0). \tag{51}$$

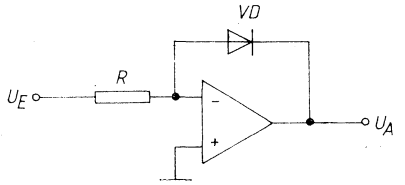


Bild 3.3
Logarithmierverstärker;
a – Diodenrückführung; b – Transistorrückführung

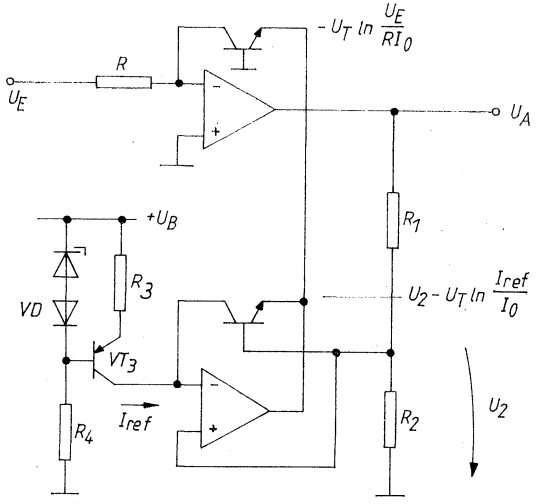


Bild 3.4 Temperaturkompensierter Logarithmierverstärker

Bei Verwendung geeigneter Bauelemente (Operationsverstärker, Transistoren) lassen sich 6 und mehr Dekaden der Eingangsgrößenänderung bei geringen Fehlern verarbeiten [13], [14]. Da sowohl die Temperaturspannung U_T, insbesondere aber der

Sättigungsstrom I_0 temperaturabhängige Größen sind, wird die Ausgangsspannung des Logarithmierverstärkers ebenfalls eine Temperaturabhängigkeit aufweisen. Für praktische Anwendungen macht sich eine Kompensation dieser Temperaturabhängigkeit erforderlich. In Bild 3.4 ist die Möglichkeit einer Temperaturkompensation gezeigt. Für die Ausgangsspannung kann die Beziehung

$$-U_A = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) U_T \ln \frac{U_E}{RI_{ref}} \tag{52}$$

hergeleitet werden. Diese Übertragungskennlinie, deren Steilheit sich aus dem Widerstandsverhältnis R_1/R_2 ergibt, ist in Bild 3.5 dargestellt. Die Größe des Referenzstromes I_{ref} bestimmt die Lage der Kennlinie. Eine Veränderung des Referenzstromes bewirkt eine Parallelverschiebung der Kennlinie. Der Gl. (52) liegt die Bedingung der Kennliniengleichheit der verwendeten Logarithmiertransistoren zugrunde. Für den IS *B 340* (HFO), der 4 integrierte Transistoren beinhaltet, ist diese Bedingung in einem weiten Bereich erfüllt. Weiterhin muß der Strom I_{ref} temperaturunabhängig erzeugt werden, was bei Verwendung einer Z-Diode ≈ 5 V (*SZX 21/5,1* bzw. *SZX 21/5,6*) gewährleistet ist. Die Temperaturabhängigkeit des Stromquellentransistors VT_3 wird durch die Diode VD kompensiert. Die durch die Temperaturspannung

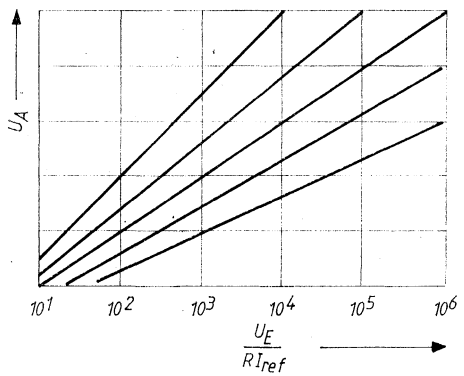


Bild 3.5 Einfluß des Widerstandsverhältnisses R_1/R_2 auf die Kennliniensteilheit

U_T bedingte Temperaturabhängigkeit ($TK_{U_T} = 0{,}33\,\%/K$) läßt sich durch eine Temperaturabhängigkeit des Verstärkungsfaktors $(1 + R_1/R_2)$ von $-\,0{,}33\,\%/K$ ausgleichen.

Bei Logarithmierverstärkern kommt der Frequenzkompensation des Operationsverstärkers besondere Bedeutung zu. Da es sich beim Logarithmierverstärker mit Transistorrückführung um eine aktive Rückführung handelt (der Transistor arbeitet hier in Basisschaltung), ergeben sich gewisse Unterschiede bezüglich der Frequenzkompensation gegenüber herkömmlichen Schaltungen. Für den Verstärkungsfaktor des Logarithmierverstärkers gilt:

$$v = \frac{u_A}{u_E} = -\frac{1}{R}\,\frac{U_T}{I_C}. \tag{53}$$

Diese Beziehung ist vom invertierenden Verstärker her bekannt, wobei die Rückführung (R_2 beim invertierenden Verstärker) durch den Widerstand U_T/I_C, das ist der dynamische Innenwiderstand des Transistors, gebildet wird. Im Gegensatz zum ohmschen Widerstand hängt der dynamische Widerstand vom hindurchfließenden Gleichstrom ab, der gleichzeitig der Eingangsgleichstrom ist. Im BODE-Diagramm stellt sich dieser Sachverhalt entsprechend Bild 3.6 dar. Die Darstellung des unkompensierten Verhaltens in Bild 3.6a entspricht dem des invertierenden Verstärkers. Es zeigt sich aber, daß beim Überschreiten eines bestimmten Eingangsgleichstromes kein stabiles Verhalten gewährleistet werden kann. Durch Zuschalten eines externen RC-Gliedes wird Stabilität erzwungen (Bild 3.6b). Das Schaltbild des frequenzkompensierten Logarithmierverstärkers ist in Bild 3.7 angegeben. Für die Schaltung des temperaturkompensierten Logarithmierverstärkers nach Bild 3.4 bedeutet das eine Ergänzung der Operationsverstärker-Rückführungen durch die Kompensationskapazitäten C_K. Zur exakten Dimensionierung sei auf [15] verwiesen. Für praktische Belange ausreichend kann von folgender Dimensionierungsvorschrift ausgegangen werden:

- Wahl von R_E

  Der maximale Kompensationswiderstand $R_{E\,max}$ wird durch die maximale Operationsverstärker-Ausgangsspannung $U_{A\,max}$ und den maximalen Kollektorstrom $I_{C\,max}$ bestimmt:

$$R_{E\,max} = \frac{U_{A\,max} - U_{BE\,max}}{I_{C\,max} + I_L}. \tag{54}$$

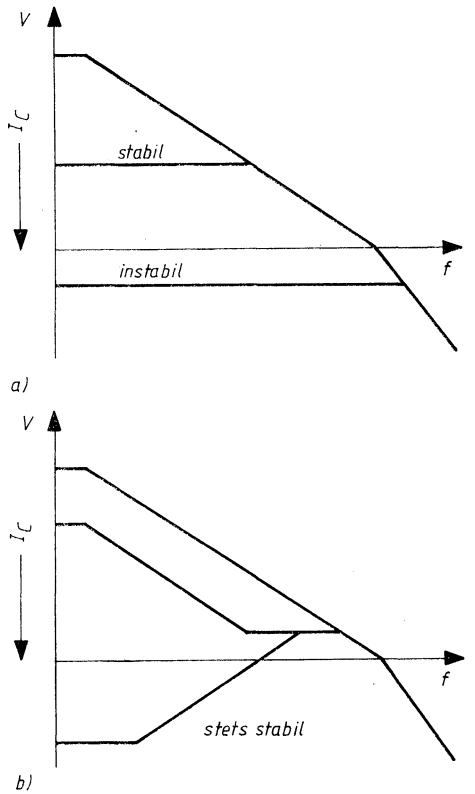


Bild 3.6 Frequenzgang des Logarithmierverstärkers; a — ohne, b — mit notwendiger Frequenzkompensation

Mit I_L wurde eine gegebenenfalls zu berücksichtigende Belastung durch die Folgestufe hinzugefügt.

- Wahl von C_K

  Ausgehend von kleinen Kapazitätswerten ($C_K \approx 10$ pF) ist bei maximalem Eingangsstrom ein solcher Kapazitätswert zu suchen, bei dem Stabilität erreicht wird. Ein Zahlenbeispiel in [15] verdeutlicht das rechnerische Vorgehen.

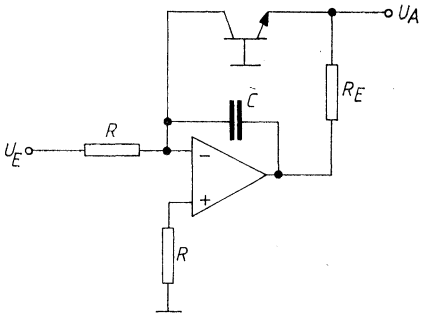


Bild 3.7 Frequenzkompensation des Logarithmierverstärkers

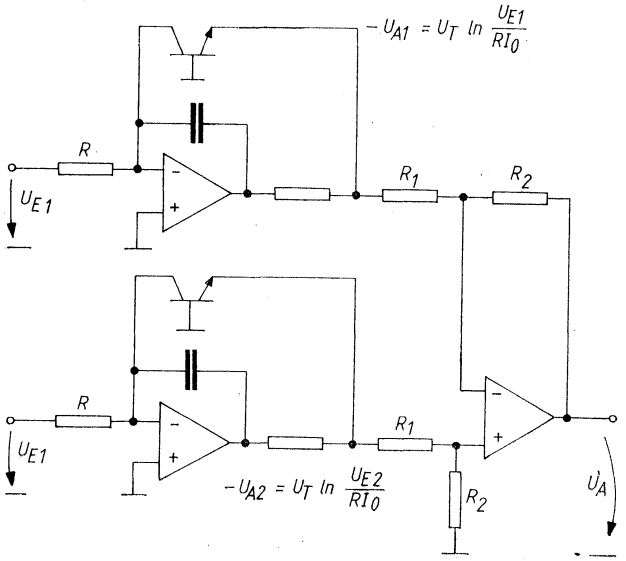


Bild 3.8 Logarithmus eines Eingangssignalsverhältnisses

Aus der Grundschaltung des Logarithmierverstärkers nach Bild 3.3 und dem Subtrahierverstärker nach Bild 2.2 läßt sich eine Schaltung aufbauen, deren Ausgangssignal proportional zum

Logarithmus eines Eingangssignalverhältnisses ist. Bild 3.8 zeigt das Schaltungsprinzip.

Für die Ausgangsspannung erhält man mit den bekannten Beziehungen des Logarithmierverstärkers und des Subtrahierverstärkers:

$$U_A = \frac{R_2}{R_1}(U_{A1} - U_{A2}) = \frac{R_2}{R_1} U_T \ln \frac{U_{E2}}{U_{E1}}. \tag{55}$$

Die Ausgangsspannung trägt den durch die Temperaturspannung U_T bedingten Temperaturkoeffizienten.

Anwendung findet letztere Schaltung in der Meßtechnik beispielsweise zur Messung des Absorptionskoeffizienten optischer Substanzen. Beschrieben ist eine solche Anwendung u. a. in [16].

In gewissen Anwendungsfällen ist die Eigenschaft des Logarithmierverstärkers, nur eine Eingangspolarität zu verarbeiten, von Nachteil. Wird die weniger genaue Diodenschaltung zur Logarithmierung verwendet, kann die Antiparallelschaltung von Dioden in der Rückführung eine bipolare Aussteuerbarkeit gewährleisten. Bild 3.9 zeigte eine Schaltung, die z. B. in der NF-Technik als Pegelmesser verwendet werden kann.

Durch die Reihenschaltung von jeweils 3 Dioden wird der Ausgangsspannungshub auf etwa 180 mV je Dekade Eingangsspannungsänderung vergrößert. Die zusätzliche Rückführung dient der Kennlinienlinearisierung bei Eingangspegeln unter etwa 50 mV [17].

Für Gleichspannungsanwendungen, bei denen die Genauigkeit

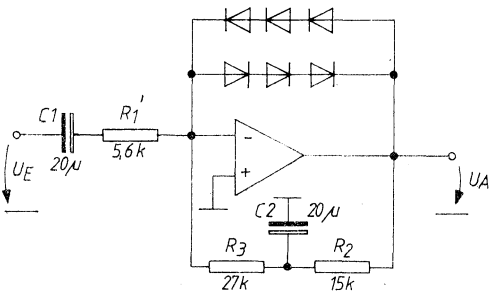


Bild 3.9 Pegelmesser

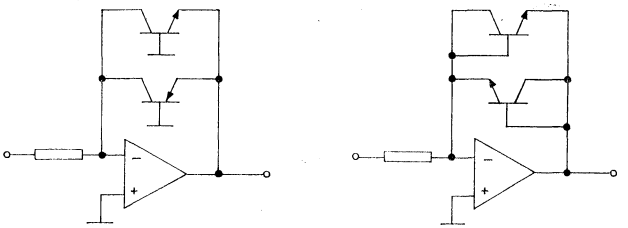


Bild 3.10 Logarithmierung beider Polaritäten des Eingangssignals

der Diodenschaltung nicht ausreichend ist, sind entweder kennliniengleiche npn- und pnp-Transistoren oder Transistoren mit ausreichenden Stromverstärkungsfaktoren für die Diodenschaltung notwendig. Bild 3.10 zeigt diese Varianten.
Für den Logarithmierverstärker gibt es vielfältige Anwendungsmöglichkeiten. Vorrangig sind dabei zu nennen:
- Signalkompression;
- Messung von Größen in einem großen Dynamikbereich;
- Informationsdarstellung in „Dezibel"-Form;
- Linearisierungen in der Meßtechnik;
- Analogrechenschaltungen.

3.3. Exponentialverstärker

Der Exponentialverstärker geht aus dem Logarithmierverstärker durch Vertauschen von Transistor und Widerstand hervor. Bild 3.11 zeigt das entsprechende Schaltbild. Für negative Eingangsspannungen gilt:

$$U_A = RI_0 \left(\exp \frac{U_{BE}}{U_T} - 1\right) = RI_0 \left(\exp \frac{-U_E}{U_T} - 1\right). \tag{56}$$

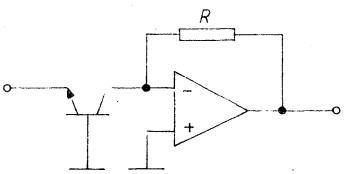


Bild 3.11
Exponentialverstärker

Die Basis-Emitter-Strecke des Transistors bestimmt die Eigenschaften des Eingangs, wie Aussteuerbereich und Eingangswiderstand. Es ist wenig sinnvoll, Eingangsspannungen, die $-0{,}6$ V unterschreiten, verarbeiten zu wollen. Gegebenenfalls ist vor den Eingang des Exponentialverstärkers eine Stufe zur Spannungsteilung (invertierender Verstärker mit $|v| < 1$ oder niederohmiger Spannungsteiler) zu schalten.

Für die Temperaturabhängigkeit der Ausgangsspannung des Exponentialverstärkers gelten die Aussagen zum Logarithmierverstärker. Eine praktische Realisierung wird deshalb in den seltensten Fällen nach Bild 3.11 erfolgen. Die Schaltungsstruktur eines temperaturkompensierten Exponentialverstärkers zeigt Bild 3.12. Für das Übertragungsverhalten der Schaltung gilt mit den in Bild 3.12 angegebenen Beziehungen:

$$U_A = R_1 I_{ref} \exp\left(\frac{-U_E}{U_T}\,\frac{R_3}{R_2 + R_3}\right). \tag{57}$$

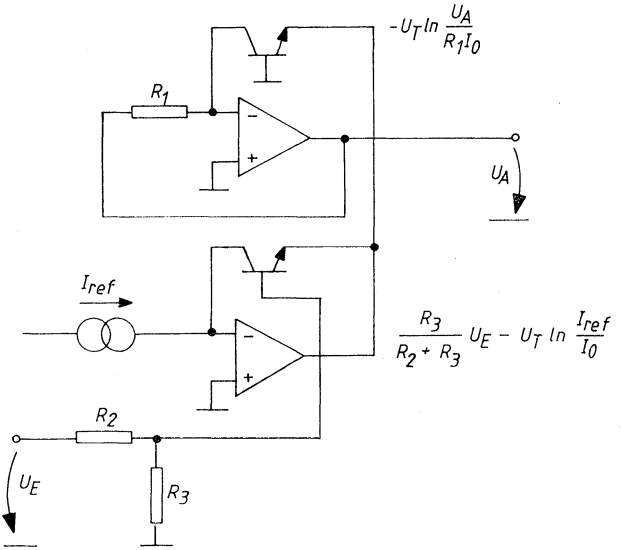


Bild 3.12 Temperaturkompensierter Exponentialverstärker

Durch einen Temperaturkoeffizienten des Faktors $\left(\frac{R_3}{R_2 + R_3}\right)$ von $-0{,}33\,\%/\mathrm{K}$ ist die Temperaturabhängigkeit der Temperaturspannung U_T kompensiert. Durch Veränderung des Referenzstromes I_{ref} läßt sich eine Parallelverschiebung der Kennlinien ($\log U_A - U_E$) vornehmen, während der Spannungsteiler R_2, R_3 die Steilheit der Kennlinie beeinflußt. Die Erzeugung des Referenzstromes ist nach den in Abschnitt 3.2. angegebenen Gesichtspunkten vorzunehmen.

3.4. Betragsbildung

Schaltungen zur Betragsbildung sind u. a. als Vollwellengleichrichter oder Präzisionsgleichrichter bekannt. Unabhängig von der Polarität des Eingangssignals erscheint als Ausgangssignal eine dem Betrag der Eingangsgröße proportionale Ausgangsgröße. Bild 3.13 zeigt die Kennlinie der Betragsbildung. Eine einfache Schaltungsstruktur ist aus Bild 3.14 zu ersehen. Der Einsatz eines Operationsverstärkers kann durch Verwendung integrierter Differenzverstärker (z. B. *MBA 125* von TESLA) oder integrierter Transistorarrays (z. B. *B 340* HFO) umgangen werden. Kernstück des Betragsbildners sind die parallelgeschalteten Emitterfolger VT_1 und VT_2. Der Transistor VT_2 wird mit dem Eingangssignal direkt angesteuert. An der Basis von Transistor VT_1 liegt das invertierte Eingangssignal. Durch den Emitterfolger wird das Basispotential um eine Basis-Emitter-Flußspannung abgesenkt. An den verknüpften Emittern ist deshalb das höhere beider Basispotentiale reduziert um die Basis-Emitter-Flußspannung

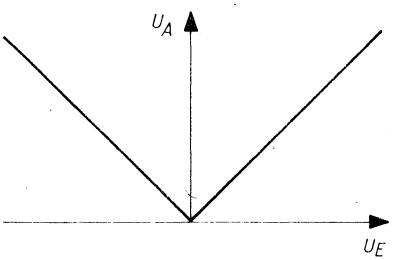


Bild 3.13
Kennlinie der Betragsbildung

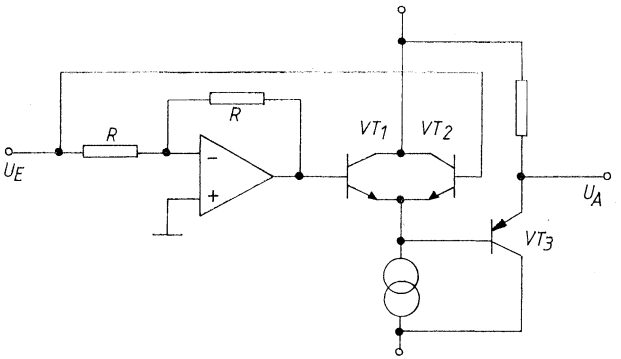


Bild 3.14 Gleichrichter

abgreifbar. Die Ausgangsstufe VT_3 stockt diesen Betrag wieder auf und dient gleichzeitig der Temperaturkompensation der Emitterfolger VT_1 und VT_2. Schaltung und Kompensation der Fehlergrößen sind in [18] näher beschrieben.

Wesentlich präziser arbeiten Gleichrichter mit Operationsverstärkern. Häufig findet die in Bild 3.15 angegebene Schaltungsstruktur vorteilhaft Anwendung.

Die erste Verstärkerbaugruppe stellt einen Einweg-Gleichrichter dar. Für positive Eingangsspannung ist der untere Rückführungszweig stromführend, während bei negativen Eingangsspannungen der obere Zweig die Gegenkopplung übernimmt. Für die Ausgangsspannung gilt in Abhängigkeit von der Polarität der Eingangsspannung:

$$U_{\mathrm{AGl}} = \begin{cases} -U_{\mathrm{E}}, & U_{\mathrm{E}} < 0; \\ 0 & U_{\mathrm{E}} \geqq 0\,. \end{cases} \tag{58}$$

Der zweite Operationsverstärker ist als Addierverstärker beschaltet. Für dessen Ausgangsspannung gilt bei der in Bild 3.15 angegebenen Widerstandsdimensionierung:

$$U_{\mathrm{A}} = -\,(U_{\mathrm{E}} + 2\,U_{\mathrm{AGl}})\,. \tag{59}$$

Gl. (58) und Gl. (59) zusammengefaßt, beschreiben die Überlagerung der Spannungen. Grafisch ist das in Bild 3.16 demonstriert. Wichtig für die Erreichung der möglichen Genauigkeit sind engtolerierte Widerstände ($< 1\,\%$). Die mit der Dioden-

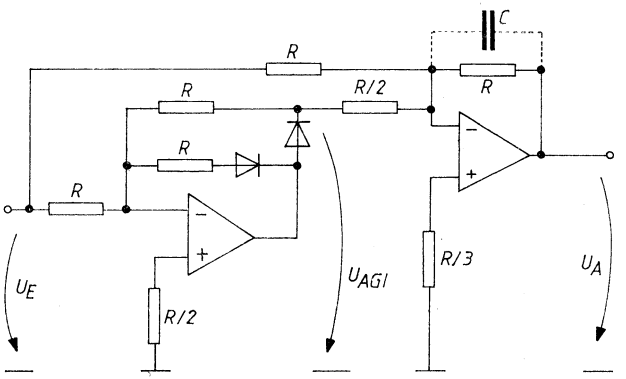


Bild 3.15 Präzisionsgleichrichter

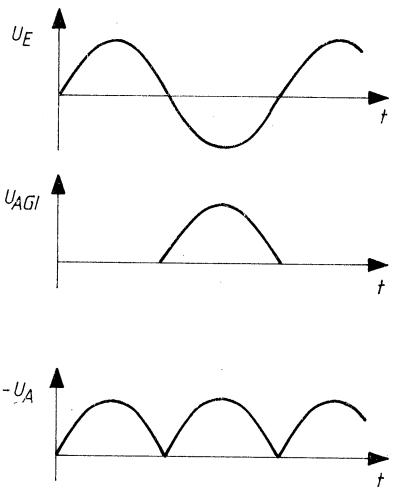


Bild 3.16
Verknüpfung der Signale im Präzisionsgleichrichter nach Bild 3.15

kennlinie verbundenen Nichtlinearitäten zeigen keine Wirkung auf den Ausgang, da die Dioden innerhalb der Gegenkopplungsschleife liegen. Wird der Präzisionsgleichrichter mit höheren Frequenzen betrieben (oberes NF-Gebiet), so sind seine frequenzabhängigen Eigenschaften zu beachten. Bei Operationsverstärkern, die keine feste, interne Frequenzgangkorrektur haben,

können diese Eigenschaften durch eine Modifikation der vorgeschriebenen Dimensionierung der Korrekturschaltelemente in gewissen Grenzen ausgeglichen werden. Durch geringfügige Erhöhung der Grenzfrequenz läßt sich beispielsweise dieser Ausgleich erreichen [19].

Nachteilig an der in Bild 3.15 angegebenen Präzisionsgleichrichterschaltung ist der durch die Schaltung bedingte niedrige Eingangswiderstand. Nicht unerwähnt bleiben soll aber auch die vorteilhafte Möglichkeit der kapazitiven Überbrückung des Rückführungswiderstandes, wie das zur Glättung des Ausgangssignals genutzt wird.

Eine Gleichrichterschaltung mit hochohmigem Eingangswiderstand zeigt Bild 3.17 [20]. Eine positive Eingangsspannung bewirkt ein Sperren der Diode VD_2. Die invertierenden Eingänge beider Operationsverstärker liegen auf dem durch die Eingangsspannung U_E vorgegebenen Potential. Da die Widerstände R_2 und R_3 keinen Strom führen, arbeiten beide Operationsverstärker als Spannungsfolger. Für negative Eingangsspannungen leitet die Diode VD_2. Der erste Operationsverstärker ist ein nichtinvertierender Verstärker. Am Punkt (A) kann damit die doppelte Eingangsspannung abgegriffen werden. Der zweite Operationsverstärker wirkt als Subtrahierverstärker und bildet die Differenz von

$$U_A = 3U_E - 2\,(2U_E),\ U_E \leqq 0\,.$$

Eine weitere Gleichrichterschaltung, die nur 3 ausgesuchte Widerstände benötigt, ist aus Bild 3.18 zu ersehen [21]. Für positive Eingangsspannungen sperrt die Diode VD_1, und der

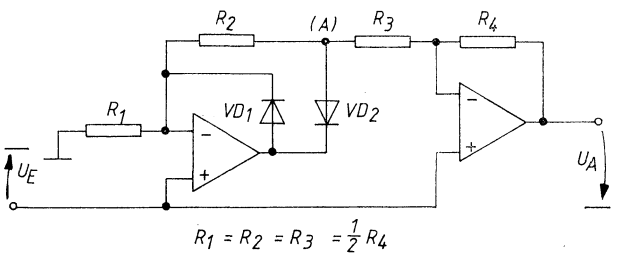


Bild 3.17 Präzisionsgleichrichter mit hohem Eingangswiderstand (1. Variante)

Strom durch den Widerstand R_3 ist durch den zweiten Operationsverstärker zu liefern. Der zweite Operationsverstärker arbeitet in diesem Betriebsfall als nichtinvertierender Verstärker. Für die Ausgangsspannung gilt unter diesen Bedingungen:

$$U_E = \frac{\frac{n+1}{n-1}}{n+1+\frac{n+1}{n-1}} U_A ,$$

$$U_A = nU_E,\ U_E \geqq 0 .$$

Negative Eingangsspannungen bewirken ein Sperren der Diode VD_2. Der erste Operationsverstärker arbeitet als Spannungsfolger, der zweite Operationsverstärker als invertierender Verstärker. Zwischen Punkt (A) und dem Ausgang existiert wieder der Verstärkungsfaktor n, womit für die Ausgangsspannung

$$U_A = -nU_E ,\ U_E \leqq 0$$

gilt.

Nachteilig an beiden zuletzt angegebenen Gleichrichterschaltungen ist, daß der Rückführungswiderstand des zweiten Operationsverstärkers zum Zweck der Mittelwertbildung nicht kapazitiv überbrückt werden kann.

3.5. Begrenzer

Als Begrenzer werden Verstärkerschaltungen bezeichnet, die bis zum Erreichen eines bestimmten Ausgangspegels proportionales Verhalten zwischen Ausgangs- und Eingangssignal zeigen. Eine weitere Erhöhung des Eingangssignals bewirkt keine Änderung des Ausgangssignals mehr (Einsatz der Begrenzung). Die Kennlinie eines Begrenzers zeigt Bild 3.19. In Bild 3.19 wurden die Spannungen U_{S+} und U_{S-} (Begrenzereinsatz) willkürlich festgelegt. Wird beim invertierenden Verstärker der Rückführungswiderstand durch Z-Dioden überbrückt, kann das in Bild 3.19 angegebene Verhalten erreicht werden (Bild 3.20). Bei kleinen Ausgangsspannungen, die die Z-Diodenspannung und die Flußspannung der in Durchlaßrichtung betriebenen Z-Diode unterschreiten, ist die Diodenkombination wirkungslos. Es stellt sich

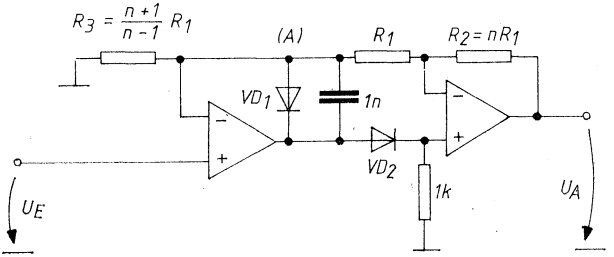


Bild 3.18 Präzisionsgleichrichter mit hohem Eingangswiderstand (2. Variante)

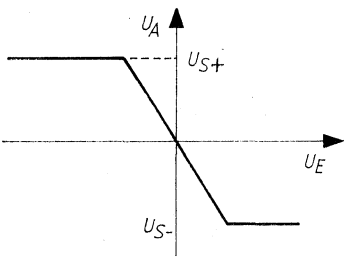


Bild 3.19 Kennlinie eines Begrenzers

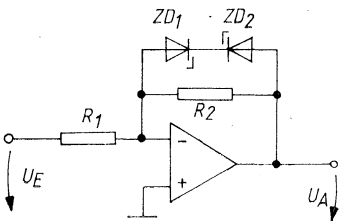


Bild 3.20 Einfache Begrenzerschaltung

ein lineares Übertragungsverhalten (wie vom invertierenden Verstärker bereits bekannt) ein. Übersteigt nun die Ausgangsspannung den durch die Dioden vorgegebenen Wert, so fließt der zusätzliche Strom über die Dioden. Die Ausgangsspannung übersteigt den Wert der Z-Diodenspannung und den einer Flußspannung nicht. Bezogen auf die Eingangsspannung gilt:

$$-U_A = \begin{cases} U_{Z2} + U_F,\ U_E \geqq \dfrac{R_1}{R_2}(U_{Z2} + U_F); \\ \dfrac{R_2}{R_1} U_E,\ -\dfrac{R_1}{R_2}(U_{Z1} + U_F) < U_E < \dfrac{R_1}{R_2} \\ (U_{Z2} + U_F); \\ -(U_{Z1} + U_F),\ U_E \leqq -\dfrac{R_1'}{R_2}(U_{Z1} + U_F). \end{cases} \quad (60)$$

Soll die Begrenzung symmetrisch sein, kann neben der Verwendung von 2 gleichen Z-Dioden auch die in Bild 3.21 angegebene Schaltung verwendet werden. Das Betriebsverhalten ist mit dem der Schaltung nach Bild 3.20 bis auf die doppelte Flußspannung (2 Dioden) identisch. In beiden Schaltungen entstehen durch die Temperaturkoeffizienten der Z-Diodenspannung und der Flußspannung auch temperaturabhängige Begrenzungen. Ferner hängt die Begrenzung vom Eingangspegel ab, da sowohl Diodenflußspannung als auch Z-Diodenspannung in gewissen Grenzen stromabhängig sind.

Vorteilhaft lassen sich die beiden Begrenzervarianten auch bei Integratoren einsetzen. Durch die Begrenzung der Ausgangsspannung wird eine Übersteuerung des Operationsverstärkers vermieden. Wurden Operationsverstärker übersteuert, so benötigen sie eine sogenannte „Erholzeit" ($\leqq 1$ ms) oder bleiben sogar blockiert (latch up). Bei Operationsverstärkern, die nicht intern gegen diese Blockierung geschützt sind, ist auf das Problem der Übersteuerung (vor allem beim Integrator) zu achten.

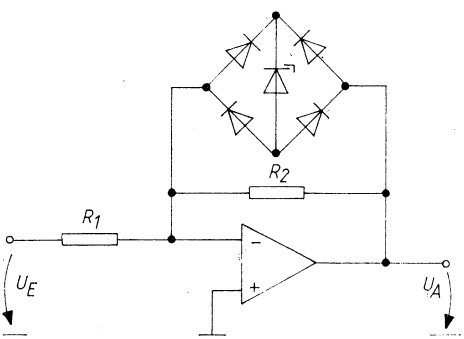


Bild 3.21 Symmetrischer Begrenzer mit einer Z-Diode

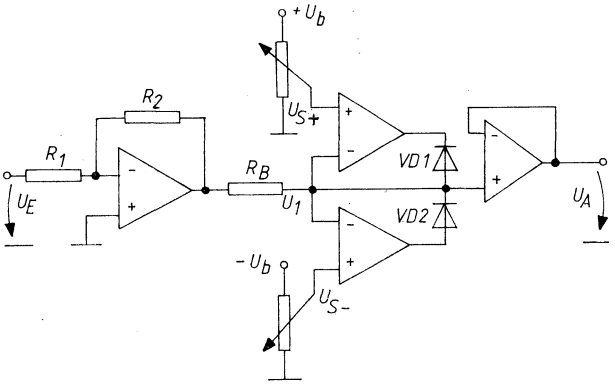


Bild 3.22 Präzisisonsbegrenzerschaltung mit einstellbaren Schwellspannungen

Eine Schaltungsrealisierung mit einstellbaren Begrenzungsspannungen, bei der die durch die Diodeneigenschaften auftretenden Nachteile vermieden werden, zeigt Bild 3.22. Mit dem ersten Operationsverstärker läßt sich durch die Wahl der Widerstandsbeschaltung R_1 und R_2 der gewünschte Verstärkungsfaktor der Anordnung einstellen. Ist die Spannung U_1 kleiner als die einstellbare Spannung U_{S+} (und größer als die Spannung U_{S-}), dann sind die Dioden VD_1 und VD_2 gesperrt. Am Ausgang erscheint die Spannung U_1. Übersteigt die Spannung U_1 den

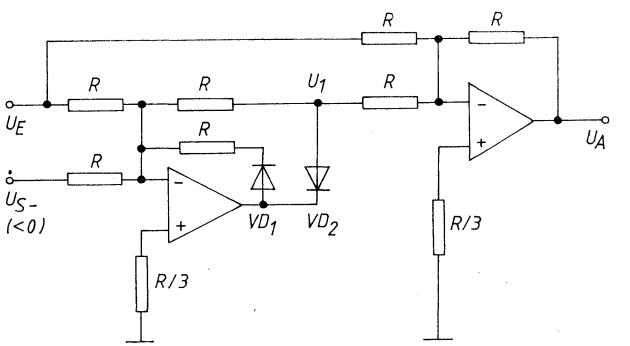


Bild 3.23 Präzisionsbegrenzerschaltung

Wert der Spannung U_{S+}, so leitet die Diode VD_1, und der Operationsverstärker nimmt den Strom $(U_1 - U_{S+})/R_B$ auf. Gleiches Verhalten ist bei der negativen Begrenzung zu verzeichnen. Die Dioden VD_1 und VD_2 liegen in der Gegenkopplungsschleife des Operationsverstärkers und werden bezüglich ihrer Kennlinie nicht auf die Ausgangsspannung wirksam. Das Gesamtverhalten der Anordnung wird durch die Beziehung

$$U_A = \begin{cases} U_{S+}, & -U_E \geqq \dfrac{R_1}{R_2} U_{S+}; \\ -\dfrac{R_2}{R_1} U_E, & \dfrac{R_1}{R_2} U_{S-} < -U_E < \dfrac{R_1}{R_2} U_{S+}; \\ U_{S-}, & -U_E \leqq \dfrac{R_1}{R_2} U_{S-} \end{cases} \qquad (61)$$

beschrieben.

Weitere Präzisionsbegrenzerschaltungen können unter Verwendung des Präzisionsgleichrichters und des Addierverstärkers entwickelt werden [20]. Zur Erläuterung wird der Einfachheit halber nur von einer Begrenzung ausgegangen. Bild 3.23 zeigt die verwendete Schaltung.

Die Funktionsweise der Schaltung sei anhand von Bild 3.24 erläutert. Für Spannungen $U_E > -U_{S-}$ wird der obere Rückführungszweig mit der Diode VD_2 leitend. Die Ausgangsspannung U_1 ändert sich proportional zur Eingangsspannung U_E. Durch

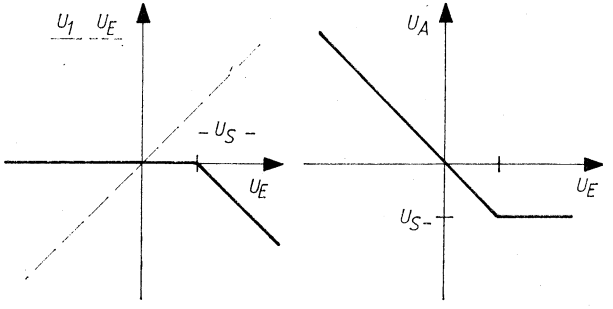


Bild 3.24 Verknüpfung der Signale im Präzisionsbegrenzer nach Bild 3.23

die Addition der beiden als Eingangsspannung für den Addierverstärker wirkenden Spannungen U_E und U_1 einschließlich der Invertierung wird die Ausgangsspannung bestimmt. Bedingt durch die relativ aufwendige Schaltungsrealisierung wird eine solche Schaltungsstruktur nur zur Erfüllung von Präzisionsfor-

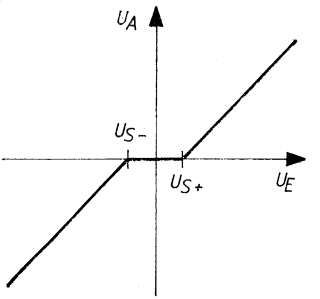


Bild 3.25 Kennlinie einer „toten Zone"

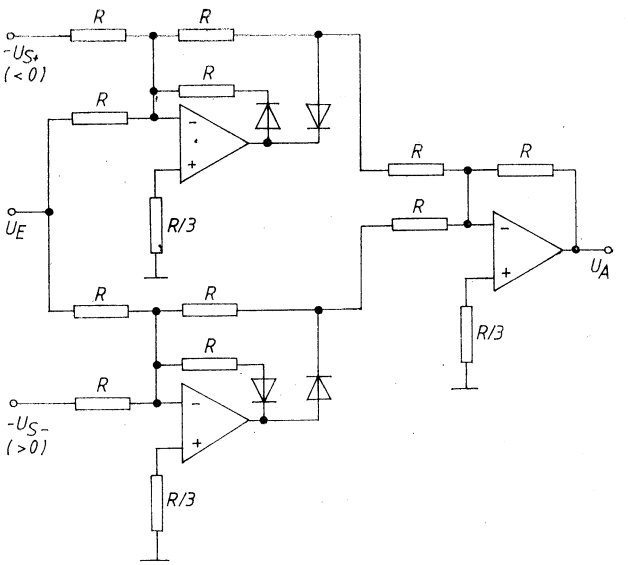


Bild 3.26 Schaltungsrealisierung der Funktion nach Bild 3.25

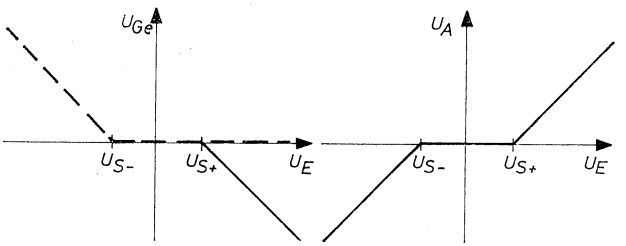


Bild 3.27 Verknüpfung der Signale zu Bild 3.26

derungen Anwendung finden. Die Erweiterung auf 2 Begrenzungen erfordert einen weiteren Präzisionsgleichrichter.
Verändert man die Verknüpfung von Präzisionsgleichrichter und Addierverstärker geringfügig, so ergibt sich eine Schaltungsstruktur, die eine „tote Zone" nach Bild 3.25 realisiert. Vorteilhaft läßt sich eine solche Schaltung zur Unterdrückung von Störspannungen einsetzen. Bild 3.26 zeigt eine mögliche Schaltung unter Verwendung von 2 Gleichrichterschaltungen und einem Addierverstärker.
Liegt die Eingangsspannung U_E über dem Wert der negativen Schwellspannung U_{S+}, so kann vom oberen Gleichrichter mit wachsender Eingangsspannung eine wachsende negative Ausgangsspannung abgegriffen werden. Die Ausgangsspannung des unteren Gleichrichters bleibt dabei Null. Für Eingangsspannungen, die kleiner als die negative Schwellspannung U_{S-} sind, kehrt sich das Verhalten um. Der Addierverstärker verknüpft dann die beiden Ausgangsspannungen der Gleichrichter. In Bild 3.27 ist die Überlagerung beider Ausgangsspannungen dargestellt.

3.6. Funktionsnetzwerke

Bei der Linearisierung von Meßwandlerkennlinien und ähnlich gelagerten Problemen ist häufig ein Übertragungsverhalten einer Schaltung zu erzeugen, das nicht einfach analytisch (durch eine mathematische Formel), sondern in Form eines empirischen Zusammenhangs oder durch eine Wertetabelle gegeben ist. Diese Art der Funktionenerzeugung gibt den Schaltungen auch

ihren Namen. Im Gegensatz dazu werden Schaltungen zur Erzeugung periodischer Zeitfunktionen als Funktionsgeneratoren bezeichnet.

Die von einem Funktionsnetzwerk zu realisierende Funktion kann stückweise linearisiert werden und ist damit mit den bereits

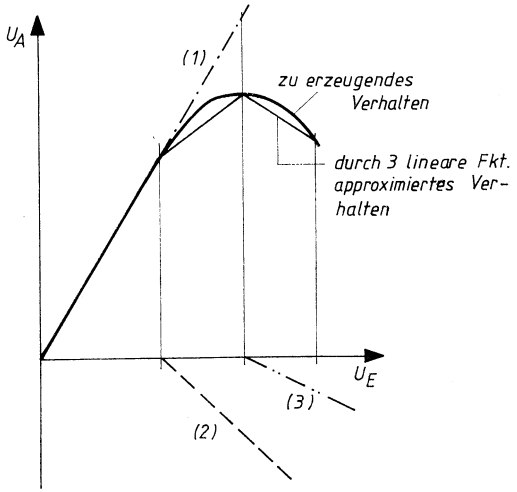


Bild 3.28 Beispiel einer stückweisen linearen Approximation durch 3 Funktionen

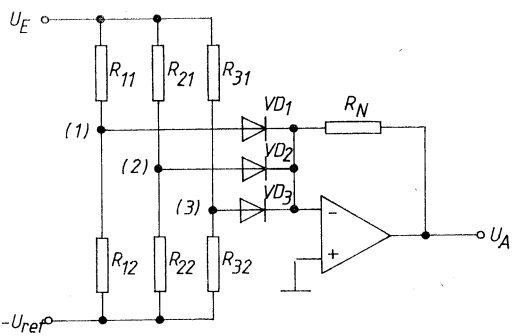


Bild 3.29 Einfaches Diodennetzwerk

behandelten Funktionsgruppen in eine Schaltung umsetzbar. Bild 3.28 verdeutlicht das Problem der stückweisen linearen Approximation. Mit 3 linearen Funktionen läßt sich der Verlauf der gegebenen Funktion näherungsweise angeben. Die verwendeten linearen Funktionen unterscheiden sich in Anstieg (Vorzeichen und Betrag) und ihrem Einsatzpunkt (Gültigkeitsbereich). Mit den Funktionsgruppen Präzisionsgleichrichter und Addierverstärker lassen sich wieder exakt arbeitende Schaltungen aufbauen.

Zu Beginn soll ein einfaches Diodenfunktionsnetzwerk betrachtet werden, das jedoch keine universelle Anwendbarkeit erlaubt. Das Schaltbild des Diodenfunktionsnetzwerkes zeigt Bild 3.29. Herz der Schaltung ist der Addierverstärker. Die Dioden wirken als Schalter und sind durch die negative Referenzspannung vorgespannt. Die Ausgangsspannung des Diodenfunktionsnetzwerkes bleibt so lange Null, wie an den Punkten (1), (2) oder (3) nicht eine Diodenflußspannung überschritten wird. Kommt bei steigender Eingangssendung U_E beispielsweise die Diode VD_1 in den leitenden Zustand, so fließt der Strom $I_1 = (U_E - U_F)/R_{11}$ in den Summationspunkt. Der Operationsverstärker summiert die Eingangsströme und bildet die Ausgangsspannung entsprechend

$$-U_A = R_N (I_1 + I_2 + I_3) .$$

Die Anzahl der Eingänge ist dabei nicht auf 3 beschränkt. Für die Einsatzpunkte (Diode wird leitend) kann näherungsweise das Spannungsteilerverhältnis berechnet werden:

$$\frac{R_{i1}}{R_{i2}} = \frac{U_{Ei} - U_F}{-U_{ref} + U_F} , (U_{ref} < 0) .$$

Da die Dioden kein echtes Schaltverhalten bei der Flußspannung U_F aufweisen, werden die Knickpunkte verschliffen. Weitere Nachteile der einfachen Schaltung bestehen im Wirksamwerden der nichtidealen Diodeneigenschaften (Temperaturkoeffizient und stromabhängige Flußspannung) auf die Ausgangsspannung. Die genannten Nachteile werden bei Verwendung von Präzisionsgleichrichtern und Addierverstärkern (bei erhöhtem Bauelementeaufwand) vollständig abgestellt. Wieder soll anhand von 3 Eingängen die Wirkungsweise eines Funktionsnetzwerkes erläutert werden. Die zugrunde gelegte Schaltung zeigt Bild 3.30 [20]. Jeder Eingang dieses Funktionsnetzwerkes wird durch einen

Bild 3.30 Funktionsnetzwerk

Präzisionsgleichrichter beschaltet, an dem ein Eingang für die Schwellspannungseinstellung vorhanden ist. Die Widerstände R_1 bis R_3 führen auf die Summationslinien (−) und (+). Die aus der (+)-Summationslinie fließenden Ströme (Ausgangsspannungen der Präzisionsgleichrichter sind negativ) bewirken positive Ausgangsspannungen. Damit die Ströme der (−)-Summationslinie auch negativ in die Ausgangsspannung eingehen, ist diese Linie auch durch einen Strominverter abgeschlossen. Für die Ausgangsspannung des Funktionsnetzwerkes erhält man:

$$U_A = R_N (\Sigma I^+ - \Sigma I^-) + \frac{R_N}{R_0} U_{ref} . \tag{62}$$

Will man sich nicht auf das Vorzeichen eines Stromes aus den Summationslinien festlegen, so kann der Ausgangstrakt durch Verwenden jeweils eines Potentiometers als bipolares Koeffizientenglied geschaltet werden. In Bild 3.30 ist das anhand von

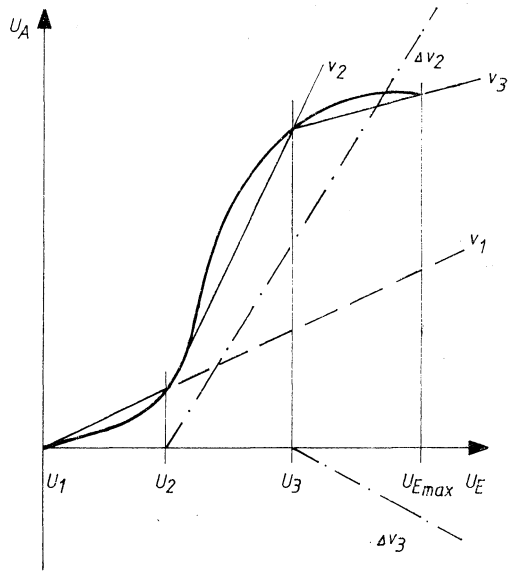


Bild 3.31 Einstellung des Funktionsnetzwerkes nach Bild 3.30 auf eine vorgegebene Funktion

R_X und R_P demonstriert. Der Widerstand R_X führt an den entsprechenden Präzisionsgleichrichter.

Die Einstellung des beschriebenen Funktionsnetzwerkes auf eine vorgegebene Funktion soll anhand von Bild 3.31 gezeigt werden. Im Bereich $U_1 \leqq U_E \leqq U_2$ wird die zu approximierende Funktion durch den bei $U_1 = 0$ einsetzenden Verstärkungsfaktor v_1 beschrieben. Für die in Bild 3.30 angegebene Schaltung bedeutet das $U_1 = 0$ und $R_N/R_1 = v_1$. Im Bereich $U_2 \leqq U_E \leqq U_3$ gilt die Verstärkung v_2, die aus v_1 und Δv_2 zusammengesetzt werden kann. An den zweiten Präzisionsgleichrichter wird als Referenzspannung $-U_2$ angelegt. Das Widerstandsverhältnis ergibt sich aus $R_N/R_2 = \Delta v_2$. Im Bereich $U_3 \leqq U_E \leqq U_{E\,max}$ gilt entsprechend Bild 3.31 die Verstärkung v_3. Die Verstärkung v_3 wird zusammengesetzt aus den Teilverstärkungen v_1, Δv_2 und Δv_3. Da die effektive Verstärkung v_3 gegenüber v_2 wieder kleiner wird, muß der Anteil Δv_3 negativ sein. Aus diesem Grunde führt der Widerstand R_3 auch auf die (−)-Summationslinie. Die Spannung $-U_3$ wird wieder als Referenzspannung zur Markierung des Knickpunktes an den dritten Präzisionsgleichrichter angelegt.

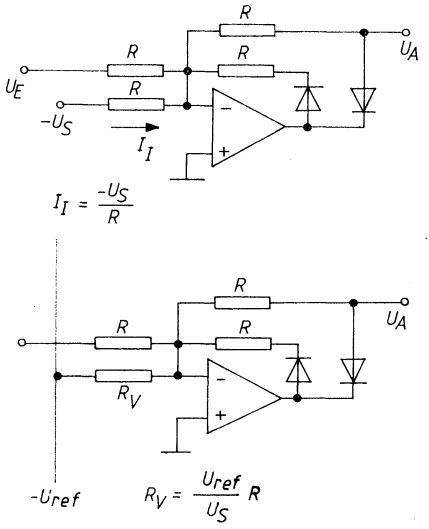


Bild 3.32 Übergang auf eine Referenzspannung

Für die Widerstände gilt $R_N/R_3 = Av_3$. Auf den Widerstand R_0 und die Referenzspannung U_{ref} kann im beschriebenen Fall verzichtet werden, da für $U_E = 0$ auch $U_A = 0$ gelten soll.
Um nicht für jeden Präzisionsgleichrichter eine gesonderte Referenzspannung zur Verfügung zu stellen, kann auch von einer gemeinsamen Referenzspannung ausgegangen werden. In der Widerstandsdimensionierung muß das seinen Niederschlag finden. In Bild 3.32 ist der Übergang auf eine Referenzspannung demonstriert.

3.7. Abtast- und Halteschaltung

Aufgabe der Abtast- und Halteschaltung ist es, aus einem analogen Signal (im allgemeinen einer Spannung) zu einem beliebigen Zeitpunkt den Momentanwert „abzutasten" und eine bestimmte Zeit zu „halten". Die prinzipielle Arbeitsweise wird durch Schalter und Speicherkondensator beschrieben (Bild 3.33). Abtast- und Halteschaltungen (engl. sample & hold) werden vorrangig in Verbindung mit Analogmultiplexern und anschließender Analog/Digital-Wandlung eingesetzt. Ein anderes Einsatzgebiet sind Analogwertspeicher. Die Forderungen hinsichtlich ihrer Eigenschaften sind dabei stark vom Anwendungsfall geprägt. Während beim Analogmultiplexer auf kurze Reaktionszeiten Wert gelegt werden muß, dafür aber häufig keine langen Speicherzeiten benötigt werden, ist beim Analogwertspeicher der Dachabfall des gespeicherten Signals von bedeutendem Interesse.
Die prinzipiellen Schaltungsmöglichkeiten für Abtast- und Halteschaltungen sind in Bild 3.34 gezeigt [22]. Die Schaltung nach Bild 3.34a entspricht dem Prinzipstromlaufplan Bild 3.33. Als Impedanzwandler dienen die als Spannungsfolger geschalteten Operationsverstärker. Ausgenutzt werden der hohe Eingangs- und der niedrige Ausgangswiderstand dieser Schaltung. Durch den niedrigen Ausgangswiderstand des Eingangsverstärkers erhält man bei einem entsprechendem EIN-Widerstand des

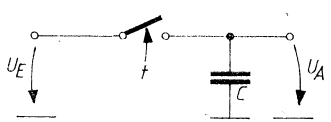


Bild 3.33 Prinzip der Abtast- und Halteschaltung

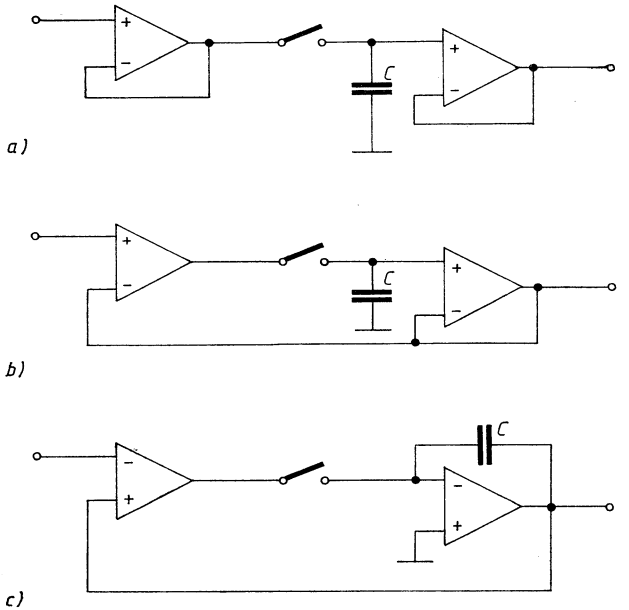


Bild 3.34 Prinzipielle Schaltungsmöglichkeiten für Abtast- und Halteschaltungen

Schalters eine kleine Zeitkonstante für die Auf- bzw. Umladung des Speicherkondensators. Damit der Dachabfall (Haltedrift) während der Speicherphase gering bleibt, sind hoher AUS-Widerstand des Schalters und hoher Eingangswiderstand des Ausgangsverstärkers notwendig. Mitunter werden hier Operationsverstärker mit FET-Eingang erforderlich. Nachteilig an dieser Schaltung ist, daß die Offsetspannung des Ausgangsverstärkers voll am Ausgang wirksam wird. Bei FET-Eingangsstufen nimmt diese Offsetspannung dabei oft beträchtliche Werte an. Durch die „über alles"-Gegenkopplung der Variante nach Bild 3.34b wird dieser Nachteil zuungunsten der Schnelligkeit behoben.

Bei der Schaltungsvariante nach Bild 3.34c handelt es sich um eine Integratorschaltung. Der Schalter liegt dadurch einpolig auf Massepotential, wodurch sich günstige Schalteigenschaften ergeben.

Als Schalter werden hauptsächlich Feldeffekttransistoren (FET) verwendet. Bei Langzeitspeichern wird auch mit Relais (REED-Relais, Schutzkontakt-Relais) gearbeitet.
Die Probleme des FET als Analogschalter sind in [23] ausführlich beschrieben, weshalb diese hier nicht näher betrachtet werden. Eine analoge Langzeitspeicherschaltung mit REED-Relais als Schalter zeigt Bild 3.35 [24]. Zur Vergrößerung des Eingangswiderstandes des Operationsverstärkers wurde diesem ein FET vorgeschaltet. Zur Offsetspannungskompensation dient das 10-kΩ-Potentiometer. Durch die hochohmige Beschaltung der Speicherkapazität (geöffneter REED-Kontakt, FET) wird für die Haltedrift ein Wert von 2 mV/h angegeben. Der Einsatz eines verlustarmen Kondensators ist dazu allerdings notwendig. In Spitzenwertspeichern ist der Schalter der Abtast- und Halteschaltung durch eine Diode ersetzt, wodurch die Speicherkapa-

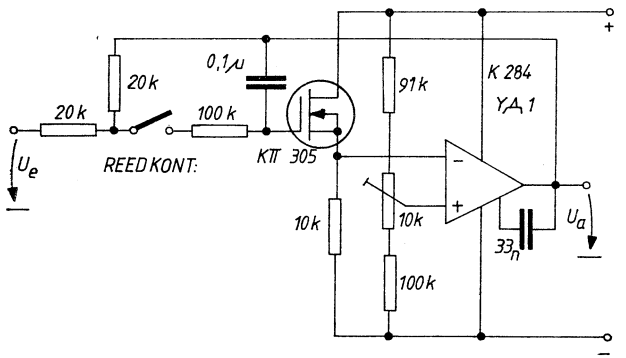


Bild 3.35 Langzeitspeicherschaltung (Anstelle des *K 284* ЧД 1 kann auch der *A 109* eingesetzt werden.)

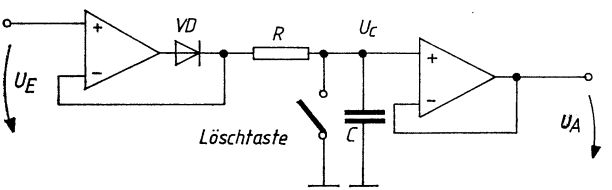


Bild 3.36 Spitzenwertspeicher

zität stets auf den Maximalwert einer anliegenden Spannung aufgeladen werden wird. Anwendung finden solche Schaltungen z. B. in Scheitelwertmessern. Um die mit der Flußspannung der Diode verbundenen Schwierigkeiten zu umgehen, wird diese in die Gegenkopplung eines Operationsverstärkers gelegt.

Bild 3.36 zeigt eine Schaltungsmöglichkeit. Mit dem Widerstand R wirkt man einer eventuell auftretenden Schwingneigung des realen Operationsverstärkers, die durch die hohe kapazitive Belastung auftreten kann, entgegen. Solange die Eingangsspannung U_E größer als die Kondensatorspannung U_C ist, leitet die Diode VD. Die Kapazität C wird über den Widerstand R geladen. Bei einem Absenken der Eingangsspannung U_E trennt die Diode VD den (übersteuerten) Verstärker von der Speicherkapazität C. Der zweite Operationsverstärker wird wieder zur Impedanzwandlung verwendet. Auch hier kann die überlagerte Offsetspannung des zweiten Operationsverstärkers durch eine „über alles"-Gegenkopplung ausgeglichen werden. Durch geringfügige Schaltungsänderungen lassen sich die genannten Nachteile vermeiden.

Bild 3.37 zeigt die veränderte Schaltung. Solange die Eingangsspannung U_E größer als die Kondensatorspannung $-U_C$ ist, wird über die Diode VD_1 und den Widerstand R_2 Ladestrom für den Kondensator C fließen. Erreicht die Kondensatorspannung den Wert der invertierten Eingangsspannung, so sperrt die Diode VD_1. Sinkt die Eingangsspannung U_E ab, wird durch die nun positive Ausgangsspannung des invertierenden Verstärkers die Diode VD_2 leitend, und die Diode VD_1 bleibt gesperrt. Damit ändert sich die Ausgangsspannung U_A nicht. Bedingt durch die gewählte Schaltungsart steht die Ausgangsspannung invertiert gegenüber der Eingangsspannung zur Verfügung.

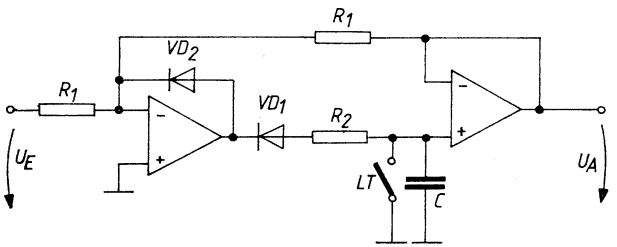


Bild 3.37 Spitzenwertspeicher mit „über alles"-Gegenkopplung

4. Vergleicher

Vergleicherschaltungen werden zur Überwachung oder auch zur Klassifizierung einer veränderlichen Signalgröße eingesetzt. Zu diesem Zweck wird dieses Signal mit einer oder auch mehreren Referenzgrößen verglichen. Das Ausgangssignal einer Vergleicherschaltung ist im allgemeinen binär, d. h., es gibt keine Auskunft über den tatsächlichen Wert der Eingangsgröße, sondern es gibt nur eine Auskunft über das Über- bzw. Unterschreiten der Referenzgröße. Der Vergleich besteht mit anderen Worten aus einer Differenzbildung von Eingangs- und Referenzsignal und der ausschließlichen Angabe der Vorzeicheninformation.

4.1. Operationsverstärker als Komparator

Wird beim Operationsverstärker auf die Gegenkopplung verzichtet, so arbeitet er mit seiner Gesamtverstärkung von etwa 100 dB. Bereits auf sehr kleine, im Mikrovoltbereich liegende Spannungsänderungen reagiert der Ausgang des Operationsverstärkers mit einer nur durch die Ausgangsaussteuerbarkeit begrenzten Spannungsänderung. Es gilt also (Bild 4.1):

$$U_A = \begin{cases} U_A^+, & U_P > U_N; \\ U_A^-, & U_P < U_N. \end{cases} \tag{63}$$

Bei einem Aussteuerbereich der Ausgangsspannung von $\pm$ 10 V arbeitet der Komparator unter den genannten Voraussetzungen in einem Eingangsspannungsbereich von $\pm$ 100 μV als linearer Verstärker. Die Spannungen U_P und U_N werden also (bei ausreichend hoher Verstärkung des Operationsverstärkers) sehr genau verglichen. Nachteilig an der einfachen Grundschaltung ist, daß für das Umschalten der Ausgangsspannung eine endliche

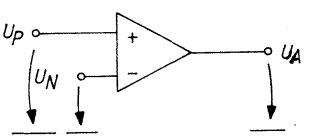


Bild 4.1 Komparator

Zeit benötigt wird. Verantwortlich dafür ist die begrenzte Änderungsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung des Operationsverstärkers (slew rate). Operationsverstärker mit hoher Spannungsverstärkung weisen im allgemeinen relativ niedrige Werte der Slew-Rate auf. Zum anderen wird die Slew-Rate durch die Frequenzkompensation stark beeinflußt. Rechnet man mit einer Slew-Rate von 1 V/μs, dann dauert der Umschaltvorgang, bezogen auf eine Ausgangsspannungsänderung von 20 V, immerhin 20 μs. Hinzu kommt die Erholzeit, die benötigt wird, um den Operationsverstärker aus der Übersteuerung zu holen.
Wie mit Gl. (63) angegeben, waren die Ausgangsspannungen U_A^+ und U_A^- durch den Operationsverstärker vorgegeben. Häufig stört deren Belastungs- und Betriebsspannungsabhängigkeit. Aus diesen Gründen ist es mitunter vorteilhaft, eine Ausgangsspannungsbegrenzung einzuführen. Ein weiterer Vorteil ist die Vermeidung der Übersteuerung des Operationsverstärkers. Bei niedrigen Schaltfrequenzen kann eine einfache Z-Diodenbegrenzung gewählt werden. Bild 4.2 zeigt diese Maßnahme, die bei Operationsverstärkern mit beschränktem Eingangsspannungsbereich die Eingangstransistoren vor Überlastung schützt. Um die Nachteile der relativ langen Umschaltzeiten zu vermeiden, sind auf der Grundlage des Operationsverstärker-Konzeptes direkte Komparatorschaltkreise entwickelt worden, die zwar geringere Eingangsempfindlichkeiten, aber wesentlich höhere Schaltgeschwindigkeiten haben. Zu dem eigentlichen Komparator wird dann häufig eine Pegelanpaßstufe integriert, so daß direkt durch den Komparatorschaltkreis digitale Schaltkreise bedient werden können. Im Komparatorschaltkreis *A 110* (HFO) beispielsweise ist zusätzlich zum Komparator eine TTL-Anpassung vorhanden. Durch diese Pegelanpassung läßt sich der Komparatorschaltkreis *A 110* direkt an der Schnittstelle zwischen analoger und digitaler Signalverarbeitung einsetzen.

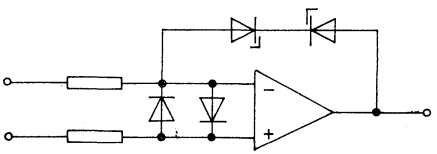


Bild 4.2 Schutzbeschaltung am Komparator

Als Einsatzbeispiele für den einfachen Komparator seien stellvertretend die bereits erwähnten Vergleicherfunktionen, Nullindikatoren oder auch die Signum-Funktion genannt. Bei der Signum-Funktion (Signum = Vorzeichen) dient als Referenzspannung das Bezugspotential. Ein Anwendungsbeispiel soll die Verwendung der Signum-Funktion demonstrieren. Zu verarbeiten sei ein bipolares Eingangssignal durch einen Funktionsblock, der nur für unipolare Signalverarbeitung ausgelegt ist. Wird über einen Präzisionsgleichrichter diesem Funktionsblock der Betrag der Signalgröße zugeführt, so kann die Verarbeitung ohne Schwierigkeiten erfolgen. Die Vorzeicheninformation wird durch einen Komparator (Signum-Funktion) gewonnen und läßt sich dem Signal an anderer Stelle wieder hinzusetzen. Bild 4.3 zeigt schematisch das verwendete Schaltungsprinzip.

4.2. Fensterdiskriminatoren

Während der einfache Komparator nur das Überschreiten bzw. Unterschreiten einer Referenzgröße signalisiert, wird durch den Fensterkomparator festgestellt, ob eine Eingangsgröße in einem durch 2 Referenzgrößen festgelegten Bereich („Fenster") oder nicht in diesem Bereich liegt. Eine Entscheidung nach Bereichsüber- oder Bereichsunterschreitung gibt es nicht. Der Fensterdiskriminator entsteht durch einfache logische Verknüpfung von 2 Komparatoren. Bild 4.4 zeigt das zugehörige Schaltbild. Liegt die Eingangsspannung U_E zwischen den beiden Referenzspannungen U_1 und U_2, dann führen beide Komparatorausgänge hohes Ausgangspotential (HIGH). Durch das UND-Glied wird am Ausgang HIGH hervorgerufen. Alle anderen Kombinationen erfüllen nicht die UND-Bedingung und bewirken LOW am Ausgang.

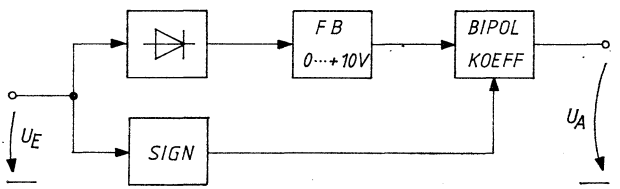


Bild 4.3 Anwendung der Signum-Funktion

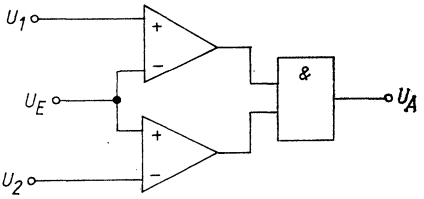


Bild 4.4
Fensterdiskriminator

4.3. Schmitt-Trigger

Als *Schmitt*-Trigger werden Komparatoren mit Schalthysterese bezeichnet, d. h., Einschaltschwelle und Ausschaltschwelle sind um den Betrag der Hysterese verschoben. Das Übertragungsverhalten wird durch Bild 4.5 beschrieben. Zum Vergleich ist die Übertragungskennlinie des bei der Referenzspannung U_{ref} schaltenden Komparators mit eingezeichnet. Die für den *Schmitt*-Trigger typische Schalthysterese wird durch Einführung einer Mitkopplung erzeugt. Für den nichtinvertierenden *Schmitt*-Trigger läßt sich damit die in Bild 4.6 gezeigte Schaltung angeben. Die Schaltung ist bis auf die vertauschten Eingangsklemmen des Operationsverstärkers identisch mit der des invertierenden Verstärkers. Da für die Ausgangsspannung U_{A} keine Begrenzung vorgesehen ist, werden die durch die Ausgangsaussteuerbarkeit vorgegebenen Pegel U_{A}^{+} und U_{A}^{-} eingenommen. Zur Funktionserläuterung sei von der Ausgangsspannung U_{A}^{+} ausgegangen. Auf den Eingang bezogen ($U_{\mathrm{E}} = 0$), wird die Spannung $\dfrac{R_1}{R_1 + R_2} U_{\mathrm{A}}^{+}$ erzeugt. Die Eingangsspannung U_{E} wiederum erzeugt die Span-

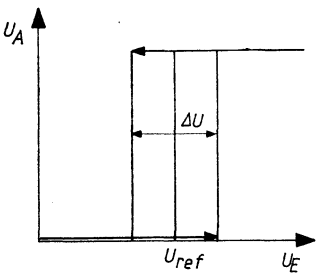


Bild 4.5 Übertragungsverhalten des *Schmitt*-Triggers

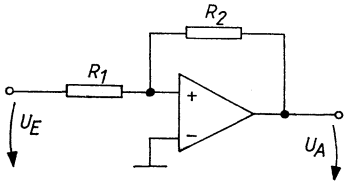


Bild 4.6 Nichtinvertierender *Schmitt*-Trigger

nung $\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_E$ ($U_A = 0$). Für das Umschalten der Ausgangsspannung ist eine Kompensation dieser beiden Anteile notwendig. Es muß also gelten:

$$U(U_A^+) - U(U_E) = 0;$$

$$U_{A\,aus} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = - \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_A^+ ;$$

$$U_{E\,aus} = - \frac{R_1}{R_2} U_A^+ . \tag{64}$$

Gleichzeitig gilt die Umkehrung:

$$U_{E\,ein} = - \frac{R_1}{R_2} U_A^-, \; (U_A^- < 0) . \tag{65}$$

Für die Schalthysterese ΔU erhält man mit Gl. (64) und Gl. (65):

$$\Delta U = U_{E\,ein} - U_{E\,aus} ;$$

$$\Delta U = \frac{R_1}{R_2} (U_A^+ - U_A^-) . \tag{66}$$

Werden beim nichtinvertierenden Verstärker die Eingangsklemmen des Operationsverstärkers vertauscht, so erhält man den invertierenden *Schmitt*-Trigger (Bild 4.7). Steht am Ausgang des Operationsverstärkers die Spannung U_A^+, dann wird auf den Eingang die Spannung $\frac{R_1}{R_1 + R_2} U_A^+$ zurückgeführt. Ausgeschaltet wird erst, wenn die Eingangsspannung U_E diesen Wert überschreitet. Damit gilt:

$$U_{E\,aus} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_A^+ ; \tag{67}$$

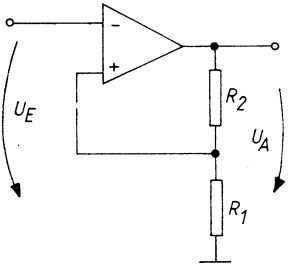


Bild 4.7 Invertierender *Schmitt*-Trigger

$$U_{\text{E ein}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}\, U_{\text{A}}^{-} . \tag{68}$$

Die Hysterese berechnet man wieder aus Gl. (67) und Gl. (68):

$$\Delta U = \frac{R_1}{R_1 + R_2}\, (U_{\text{A}}^{+} - U_{\text{A}}^{-}) . \tag{69}$$

Will man den Triggerpegel verschieben, so kann dem Eingangssignal ein Referenzsignal überlagert werden. Am Beispiel des nichtinvertierenden *Schmitt*-Triggers ist diese Maßnahme in Bild 4.8 gezeigt.
Für die Gl. (64) und Gl. (65) gilt dann ergänzend:

$$U_{\text{E ein}} = -\frac{R_1}{R_2}\, U_{\text{A}}^{-} - \frac{R_1}{R_0}\, U_{\text{ref}} ; \tag{70}$$

$$U_{\text{E aus}} = -\frac{R_1}{R_2}\, U_{\text{A}}^{+} - \frac{R_1}{R_0}\, U_{\text{ref}} . \tag{71}$$

Die Hysterese bleibt unverändert.
Werden die maximalen Ausgangsspannungen U_{A}^{+} und U_{A}^{-} beispielsweise durch Begrenzung unsymmetrisch, so läßt sich eine gewünschte Symmetrie bei Einhaltung der Bedingung

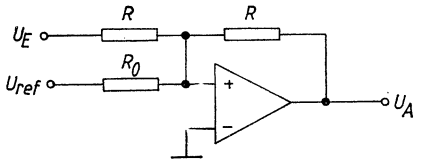


Bild 4.8
Verschiebung der Triggerschwelle

$$-\frac{U_{\text{ref}}}{R_0} = \frac{1}{2}\frac{(U_{\text{A}}^{+} + U_{\text{A}}^{-})}{R_2} \tag{72}$$

einstellen.

Sind sehr genaue und von außen einstellbare Schwellspannungen gefordert, dann bietet sich die in Bild 4.9 gezeigte Schaltungsvariante an. Vergleicht man diese Schaltung mit der des Fensterkomparators (Fensterdiskriminator: Bild 4.4), so zeigt sich bis auf die „digitale Auswerteschaltung", hier ein RS-Flip-Flop, Identität. Liegt die Eingangsspannung U_{E} zwischen den beiden Referenzspannungen U_1 und U_2, führen beide Komparatorausgänge HIGH-Potential. Das RS-Flip-Flop behält seinen ursprünglichen Zustand bei. Erst bei Überschreiten der Spannung U_1 entsteht am Ausgang des oberen Komparators ein HL-Sprung, der den Ausgang des RS-Flip-Flop auf HIGH setzt. Solange die Eingangsspannung U_{E} größer als die Spannung U_2 ist, ergibt sich am Ausgang des RS-Flip-Flop keine Änderung. Unterschreitet die Eingangsspannung U_{E} die Spannung U_2, so wird der zugehörige Komparatorausgang das RS-Flip-Flop zurücksetzen. Mit der für Komparatorschaltungen üblichen Genauigkeit gilt für die Schwellspannungen:

$$\begin{aligned} U_{\text{E ein}} &= U_1; \\ U_{\text{E aus}} &= U_2\,. \end{aligned} \quad (U_1 > U_2)$$

Die Ausgangspegel des RS-Flip-Flop sind von der verwendeten Logik abhängig. Günstige Realisierungsmöglichkeiten ergeben

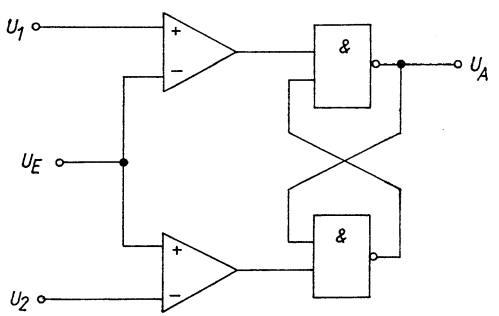


Bild 4.9 Präzisions-*Schmitt*-Trigger

sich mit dem Komparatorschaltkreis *A 110* (HFO) und TTL-Schaltkreisen, da der Ausgangspegel des IS *A 110* bereits an TTL angepaßt ist.

4.4. Klassifizierer

Die Klassifikation ist ein in der Meßtechnik häufig benutztes Prinzip der Selektierung. Erinnert sei dabei an die Stromverstärkungsgruppen bipolarer Transistoren u. ä. Oft ist es für eine zu messende Größe uninteressant, welchen Wert sie konkret annimmt. Interessant ist der Bereich zwischen 2 Fixpunkten (Klassengrenzen), in dem diese Größe liegt.
Eine Schaltung, die eine Selektierung in 5 Klassen erlaubt, zeigt Bild 4.10. Zur Realisierung der Ausgangslogik stehen z. Z. die TTL- und MOS-Grundschaltungen zur Verfügung. Werden TTL-Schaltkreise aus dem DDR-Angebot verwendet, so sind die beiden Äquivalenzfunktionen aus mehreren Gattern zu realisieren. Bei Anwendung der MOS-Schaltkreise der Serie *U 10* steht bereits ein Schaltkreis mit 2 Äquivalenzfunktionen zur

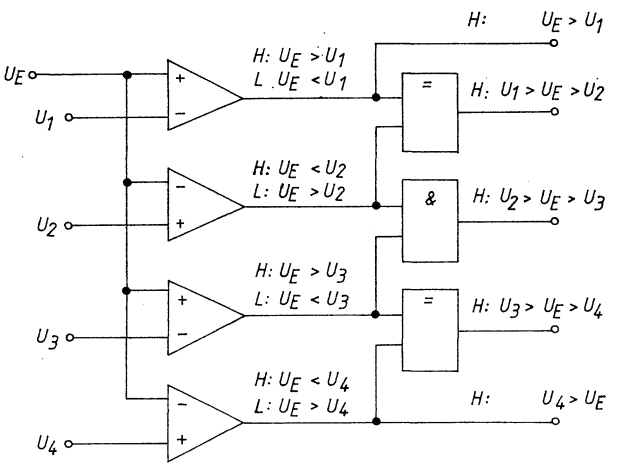


Bild 4.10 Klassifizierer (5 Klassen)

Verfügung. Hier erhöht sich aber der Aufwand durch die Notwendigkeit von Pegelanpaßstufen zwischen den Komparatoren und der Auswertelogik. Die notwendigen Hinweise zum Aufbau der Auswertelogik findet der Leser z. B. in [25].

4.5. Signalauswahlschaltung (Selektor)

Aus der Digitaltechnik ist bekannt (und wird dort auch praktiziert), daß die Erhöhung der Redundanz eine steigende Zuverlässigkeit eines Systems bewirkt. Fällt also eine Signal- oder auch Schaltungskomponente aus, wird trotzdem „nach außen

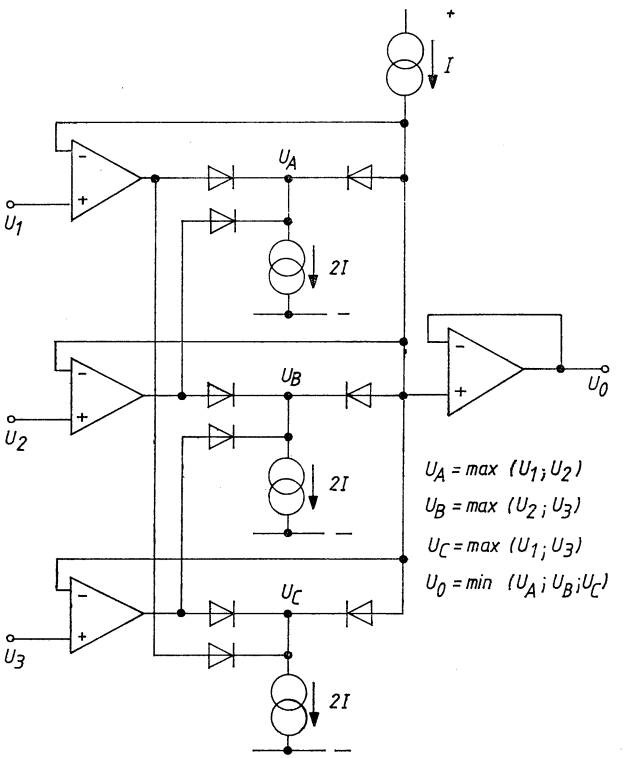


Bild 4.11 Selektor

hin" die volle Funktion gewährleistet. Für die analoge Signalübertragung, wie sie beispielsweise in Meßsystemen vorkommt (bevor überhaupt erst eine Digitalisierung vorgenommen werden kann), kann eine solche Redundanzerhöhung ähnliche Effekte erzielen. Anhand eines Prinzipschaltbildes soll im folgenden die Funktion erläutert werden. Anschließend soll ein Anwendungsbeispiel die Sinnfälligkeit einer solchen Maßnahme demonstrieren.
Die in Bild 4.11 gezeigte Selektorschaltung soll den jeweils mittleren der 3 Signalwerte an den Ausgang durchschalten [20]. In den Knoten A, B und C wird eine paarweise Vorselektion vorgenommen. Die Spannung U_A entspricht der größeren der beiden Spannungen U_1 bzw. U_2. Für die anderen Knoten gelten die in Bild 4.11 angegebenen Beziehungen. Die vor dem Ausgangsfolger liegende Diodenschaltung bewirkt ein Durchschalten des niedrigsten Potentials an den Eingang des Spannungsfolgers. Angenommen sei ein Verhältnis der Eingangsspannungen $U_1 > U_2 > U_3$. Für die Knotenspannungen gilt mit den bekannten Beziehungen $U_A = U_1$, $U_B = U_2$ und $U_C = U_1$. Vereinbarungsgemäß ist davon der niedrigste Pegel U_B, weshalb die Ausgangsspannung U_0 den Wert U_2 annimmt.
Als Anwendungsbeispiel sei ein Strahlungsdetektor betrachtet, der zum Nachweis niedriger Strahlungspegel eine hohe Empfindlichkeit aufweisen soll. In Bild 4.12 ist die Prinzipschaltung gezeigt.
Die 3 Fotodioden liegen in einer Ebene und werden parallel als Strahlungsdetektoren verwendet. Diesen Fotodioden sind logarithmische Strom-Spannungs-Wandler (logarithmische Verstärker) nachgeschaltet. Aus Gründen der Empfindlichkeit (z. B. Leckströme) befindet sich nur ein Transistor in Transdiodenschaltung in der Rückführung des Operationsverstärkers, d. h.,

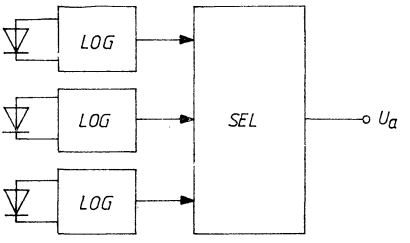


Bild 4.12
Anwendung der Selektorschaltung in einem Strahlungsdetektor

die Schaltung ist nur für eine Eingangspolarität arbeitsfähig. Treten nun bei sehr kleinen Signalpegeln Störungen durch Rauschen usw. auf, tritt häufig der Fall negativer Eingangspolaritäten und damit ein Blockieren des Verstärkers (Rückführungstransistor sperrt) ein. Durch die Selektorschaltung wird eine solche fehlerhafte Ausgangsspannung eines Logarithmierverstärkers nicht am Ausgang wirksam.

5. Multiplizierer

Ein Multiplizierer liefert ein Ausgangssignal, das gleich dem Produkt von im allgemeinen 2 Eingangssignalen ist. Je nach zu verarbeitender Eingangspolarität werden Einquadranten-, Zweiquadranten- und Vierquadrantenmultiplizierer unterschieden. Beim Einquadrantenmultiplizierer dürfen beide Eingangssignale nur eine Eingangspolarität haben. Kann eine der beiden Eingangsgrößen beide Polaritäten annehmen, so überstreicht das Ausgangssignal ebenfalls beide Polaritäten, d. h. 2 Quadranten. Ein universeller Multiplizierer erlaubt für beide Eingangssignale beide Polaritäten, wodurch 4 Polaritätskombinationen entstehen. Das Ausgangssignal überstreicht damit alle 4 Quadranten.
Zur Realisierung von Multiplizierern sind eine ganze Anzahl unterschiedlicher Varianten bekannt geworden [8]:
- Steilheitsmultiplizierer (transconductance multiplier);
- Logarithmier- und Delogarithmiermultiplizierer (log-anti-log-multiplier);
- Pulsmodulationsmultiplizierer (time-division-multiplier, pulse-modulation-multiplier);
- Parabelmultiplizierer;
- Multiplizierer mit elektrisch isolierten Kopplern;
- Dreiecksmultiplizierer.

Entsprechend ihrer Wichtigkeit werden die 3 erstgenannten Varianten im folgenden einer Betrachtung unterzogen. Zu jeder dieser Varianten sind international integrierte Schaltungen verfügbar. Ein gemischter Aufbau aus Operationsverstärkern, Transistorarrays und diskreten Schaltelementen läßt sich aber ohne weiteres bei guter Genauigkeit realisieren.

5.1. Steilheitsmultiplizierer

Kernstück des Steilheitsmultiplizierers ist der symmetrische Differenzverstärker. Bild 5.1 zeigt das Schaltungsprinzip. Für die Ausgangsspannung U_A nach Bild 5.1 gilt $U_A = R\,(I_{C2} - I_{C1})$. Die Kollektorströme I_{C1} und I_{C2} werden durch die Span-

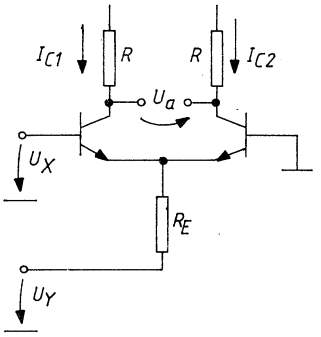


Bild 5.1 Differenzverstärker-Grundschaltung

nung U_Y über den Widerstand R_E aufgebracht. Für negative Spannungen U_Y erhält man bei sehr großen Stromverstärkungsfaktoren B_N beider Transistoren des Differenzverstärkers die Beziehung:

$$I_E = I_{C1} + I_{C2} = -\frac{U_Y + U_{BE}}{R_E}, (U_Y < 0). \tag{73}$$

Mit der Spannung U_Y werden der Emitterstrom I_E und damit auch die Kollektorruheströme I_{C1} und I_{C2} ($U_X = 0$) eingestellt. Die Spannung U_Y steuert die Stromverteilung nach der Beziehung:

$$\Delta I_C = I_{C1} - I_{C2} = I_E \tanh \frac{U_X}{2U_T}. \tag{74}$$

Bei Einhaltung der Bedingung $U_X \ll 2U_T$ kann Gl. (74) wie folgt vereinfacht werden:

$$-U_A = R\,\Delta I_C = R\,I_E \frac{U_X}{2U_T}, (U_X \ll 2U_T). \tag{75}$$

Aus Gl. (73) und Gl. (75) erhält man weiter

$$U_A = \frac{R}{R_E} \frac{(U_Y + U_{BE})\,U_X}{2U_T},$$

und unter der Bedingung $|U_Y| \gg U_{BE}$

$$U_A = \frac{R}{R_E} \frac{U_X\,U_Y}{2U_T}, (U_X \ll 2U_T; U_Y < 0; |U_Y| \gg U_{BE}). \tag{76}$$

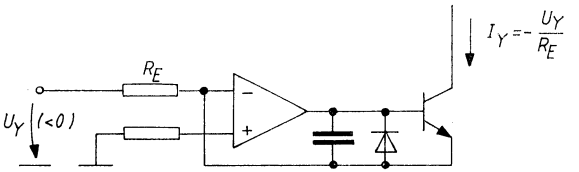


Bild 5.2 Steuerbare Stromquelle

Für das Funktionieren der Schaltung nach Bild 5.1 war eine negative Spannung $|U_Y|$ erforderlich. Die Spannung U_X darf beide Polaritäten annehmen, weshalb es sich hier auch um einen Zweiquadrantenmultiplizierer handelt.

Verbesserungen am Schaltungsprinzip nach Bild 5.1 lassen sich in mehrfacher Hinsicht einführen. Wird der Widerstand R_E durch eine steuerbare Stromquelle gebildet, so kann die Bedingung $|U_Y| \gg U_{BE}$ fallengelassen werden. Bild 5.2 zeigt eine mögliche Schaltung. Die Linearitätsprobleme bezüglich des X-Einganges [siehe Gl. (74)] lassen sich nach Bild 5.3 überwinden. Unter der Voraussetzung der Gültigkeit der Gleichung $I_C = I_O \exp \frac{U_{BE}}{U_T}$ kann man die Gleichung

$$\Delta I_C = \frac{I_Y}{I_X} \Delta I_X \tag{77}$$

ableiten. Gegenüber der in Bild 5.1 gezeigten Prinzipschaltung werden durch die in Bild 5.3 angegebenen Maßnahmen die nachstehenden Vorteile erreicht;

- sehr gute Linearität;
- sehr gute Temperaturstabilität;

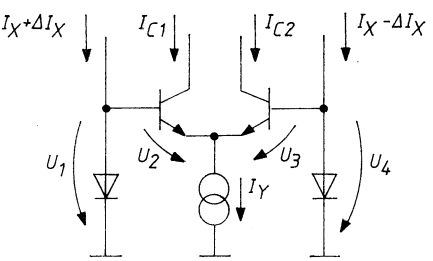


Bild 5.3
Prinzip der Kennlinienlinearisierung

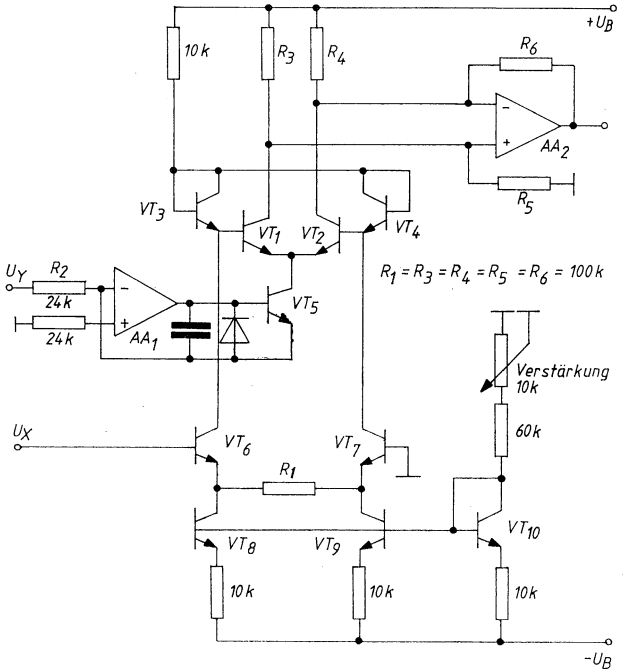


Bild 5.4 Zweiquadrantenmultiplizierer

- großer Dynamikbereich;
- große Bandbreite.

In Bild 5.4 ist die Schaltung eines Zweiquadrantenmultiplizierers angegeben, bei der die genannten Verbesserungen wirksam werden. Die aus dem Operationsverstärker AA1 und dem Transistor VT_5 bestehende Stromquelle wurde in Bild 5.2 beschrieben. Der durch die Transistoren VT_1 und VT_2 gebildete Differenzverstärker wird über die als Diode geschalteten Transistoren VT_3 und VT_4 angesteuert. Zur Spannungs-Stromwandlung dienen die Transistoren VT_6 bis VT_{10}. Durch die aus den Transistoren VT_5 bis VT_{10} gebildete Strombank werden die Ströme I_X (s. Bild 5.3) in die Dioden VT_3 und VT_4 eingespeist. Der zwischen die Emitter der Transistoren VT_6 und VT_7 geschaltete Widerstand R_1 erfüllt die Funktion der Stromgegenkopplung (Linearisierung).

Der Zusammenhang $\Delta I_X = f(U_X)$ läßt sich durch den Widerstand R_1 beeinflussen. Die Differenzbildung aus den Kollektorströmen der Transistoren VT_1 und VT_2 geschieht durch den Subtrahierverstärker AA2 in Verbindung mit den Widerständen R_3 bis R_6.

Der beschriebene Zweiquadrantenmultiplizierer kann zum Vierquadrantenmultiplizierer erweitert werden, indem man eine zweite Differenzstufe hinzufügt. Die Stromquelle wird durch eine Differenzstromquelle ersetzt, die identisch zu der des X-Eingangs ist. Bild 5.5 zeigt die vereinfachte Schaltung eines derartigen Vierquadrantenmultiplizierers.

Der X-Eingang entspricht des in Bild 5.4 beschriebenen Zweiquadrantenmultiplizierers. Die durch die Eingangsspannung U_Y gesteuerte Differenzstromquelle versorgt die beiden Differenzstufen mit den notwendigen Emitterströmen. Für $U_X = U_Y = 0$ gilt $I = I_1 = I_2 = 2\,I_{C1} = 2\,I_{C2} = 2\,I_{C3} = 2\,I_{C4}$. Am Ausgang wird deshalb $U_A = 0$ erscheinen. Bei positiver Spannung U_Y wird die Symmetrie der Ströme aufgehoben, und es gilt:

$$I_1 = I_{10} + \frac{U_Y}{R_Y}, \quad [I_{10} = I_1\,(U_Y = 0)];$$

$$I_2 = I_{20} - \frac{U_Y}{R_Y}.$$

Obwohl jetzt die Ströme I_1 und I_2 unterschiedliche Werte annehmen, bleibt die Stromsymmetrie am Ausgang durch die Kreuzkopplung der Differenzstufen erhalten und das Ausgangssignal erwartungsgemäß Null. Wird nun durch die Eingangsspannung U_X die Stromverteilung in den Differenzstufen gesteuert, so erhält man das gewünschte Ausgangssignal.

Stehen integrierte Multiplizererschaltkreise für die Realisierung einer Multiplizererschaltung nicht zur Verfügung, so bietet sich der Einsatz von Modulatorschaltkreisen an. Angeboten werden die integrierten Schaltkreise *K 140 MA 1* (UdSSR) und *B 222* (HFO). Nachfolgend sollen 2 Multiplizererschaltungen auf der Basis dieser beiden Schaltkreise beschrieben werden [26], [27].

Bild 5.6 zeigt die Innenschaltung des *K 140 MA 1*. Die für die Multiplikationsfunktion erforderlichen Stufen sind in der integrierten Schaltung enthalten, und es müssen nur die Anpaßschaltungen durch eine diskrete Randelektronik geschaffen werden. Die Transistoren VT_6, VT_9, VT_{11} und VT_{14} bilden die kreuzge-

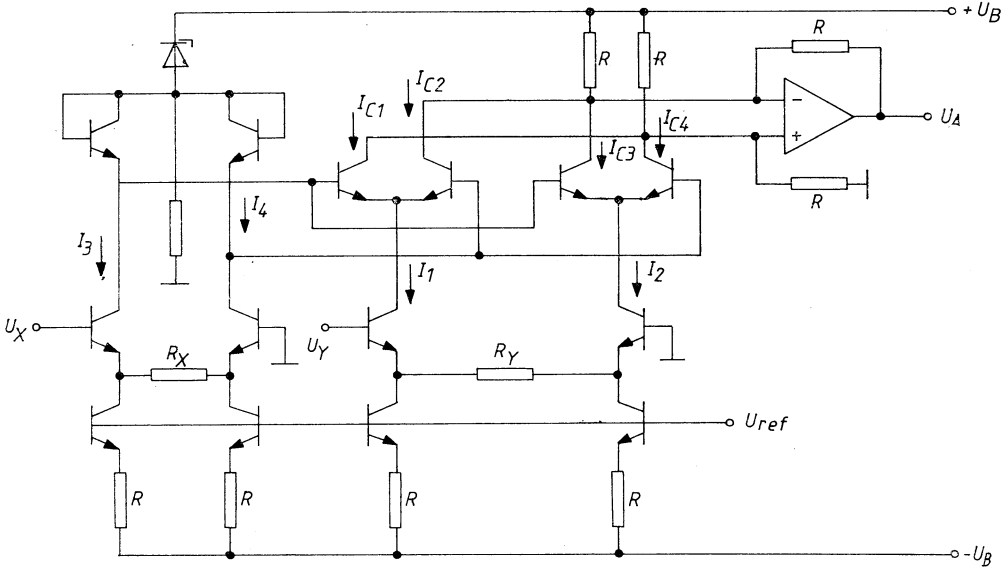


Bild 5.5 Schaltungsprinzip des Vierquadrantenmultiplizierers

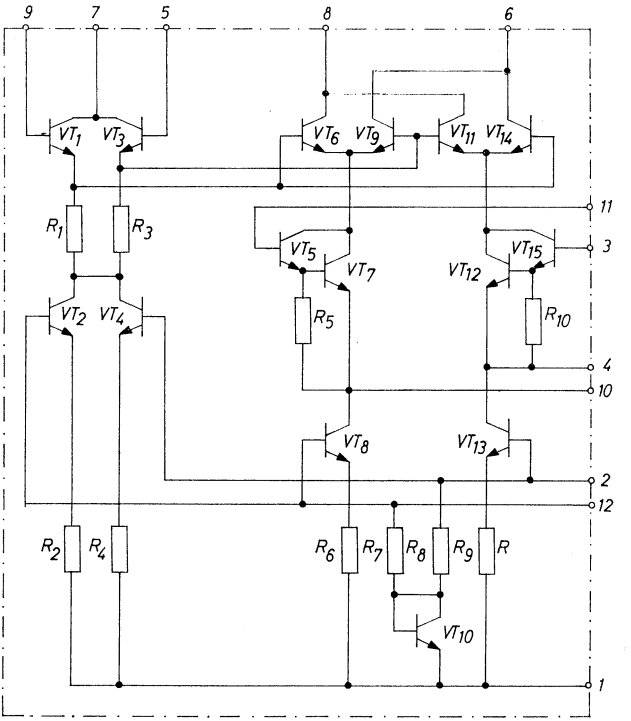


Bild 5.6 Innenschaltung des *K 140 MA 1* (UdSSR)

koppelten Differenzstufen. Die Strombank ist aus den Transistoren VT_2, VT_4, VT_{13}, VT_8 und VT_{10} aufgebaut. Die Stromverteilung wird für den X-Eingang durch die Transistoren VT_1 und VT_3 und für den Y-Eingang durch die Transistoren VT_5, VT_7 und VT_{12}, VT_{15} vorgenommen.

In Bild 5.7 ist die vollständige Schaltung des Multiplizierers dargestellt. Mit dem Operationsverstärker AA1 und den Widerständen R_6 und R_{10} wird das Ruhepotential und die Eingangsspannung U_X an die Stufe VT_1 und VT_3 gelegt. Für den Y-Eingang dienen zur Anpassung die Widerstände R_{13} bis R_{17}. Die Eingangsoffsetspannung des Y-Eingangs läßt sich mit R_{16} zu

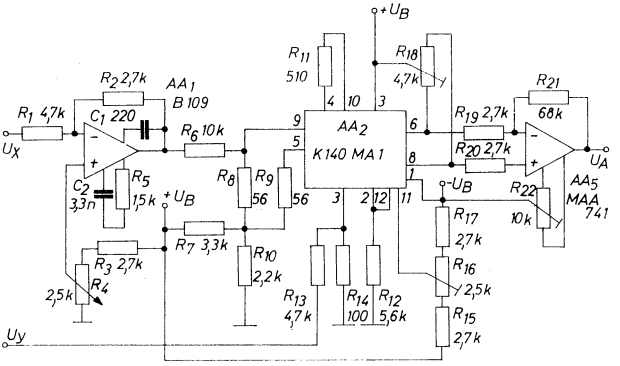


Bild 5.7 Multiplizierer mit dem *K 140 MA 1* (UdSSR)

Null stellen. Für den X-Eingang geschieht das gleichzeitig mit der Feineinstellung des Ruhepotentials durch R_4. Unsymmetrien des Multiplizierers lassen sich durch den Widerstand R_{15} ausgleichen. Mit dem Widerstand R_{22} wird die Offsetspannung des zur Strom-Spannungswandlung verwendeten Operationsverstärkers AA_3 kalibriert. Die Ruheströme der Differenzverstärker sind durch den Widerstand R_{12} festgelegt. Die mit der angegebenen Schaltung und der vorliegenden Dimensionierung erreichten Fehler liegen nach [26] unter 1%. Der Dynamikbereich beträgt 40 dB, und die 3-dB-Grenzfrequenz liegt bei etwa 10 kHz. In Bild 5.8 ist eine Multiplizierschaltung auf der Basis des Modulatorschaltkreises *B 222* (HFO) gezeigt. Es sind prinzipiell die gleichen Stufen enthalten wie im *K 140 MA 1*. Da keine Stromgegenkopplungen in den Eingangsdifferenzverstärkern vorgesehen sind, ist die Aussteuerbarkeit bei Einhaltung geringer Fehler begrenzt. Durch die vorgesehenen Eingangsspannungsteiler wird die Eingangsspannung auf diesen Bereich heruntergeteilt. Mit den Widerständen R_{19} und R_{24} lassen sich die Eingangsoffsetspannungen kalibrieren. Zum Abgleich der Ausgangsoffsetspannung ist der Widerstand R_{27} vorgesehen. Mit dem Widerstand R_{31} kann der gewünschte Verstärkungsfaktor der Gesamtschaltung variiert werden.

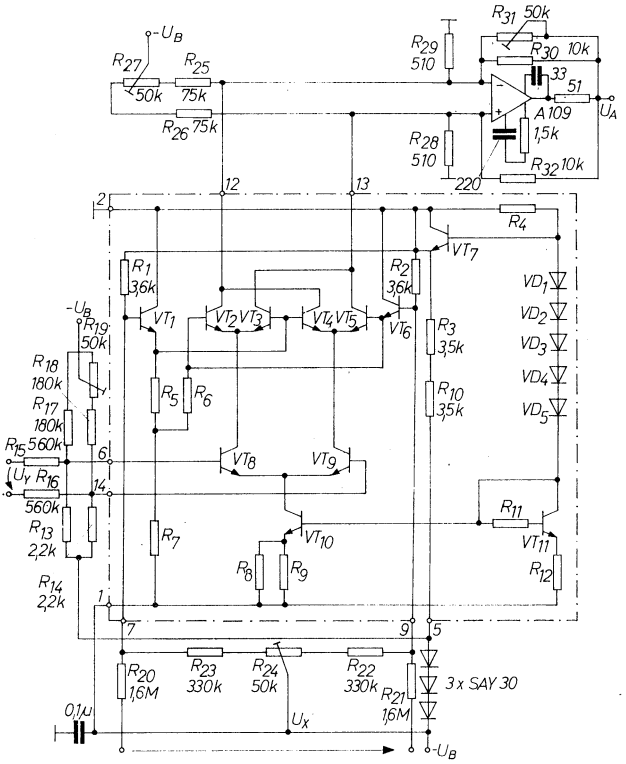


Bild 5.8 Multiplizierer mit dem *B 222 (HFO)*

5.2. Logarithmier- und Delogarithmiermultiplizierer

Die Grundlage für den Log-Antilog-Multiplizierer (der Kürze halber wird im folgenden dieser Begriff weiter verwendet werden) ist die Tatsache, daß sich eine Multiplikation zweier Größen auf eine Addition ihrer Logarithmen und eine anschließende Delogarithmierung zurückführen läßt. Die Multiplikation mit dem Rechenschieber erfolgt auf ebendieser Basis. Es gilt also:

$$X \cdot Y = \exp(\ln X + \ln Y) . \tag{78}$$

Die Grundschaltungen für die entsprechend Gl. (78) notwendigen Operationen zur Durchführung der Multiplikation wurden bereits in Abschnitt 3.2. und Abschnitt 3.3. beschrieben. Bedingt durch die Art der Gegenkopplung handelt es sich beim Log-Antilog-Multiplizierer prinzipiell um einen Einquadrantenmultiplizierer. Durch Überlagerung zusätzlicher Gleichspannungen kann das Übertragungsverhalten eines Vierquadrantenmultiplizierers erreicht werden. Zur Demonstration der Funktionsweise soll aber nur der Einquadrantenbetrieb betrachtet werden. Der Grundbaustein für den Log-Antilog-Multiplizierer ist der Logarithmierverstärker mit Transistorrückführung (Bild 5.9). Bei dieser Schaltung treten auch bei kleinen Strömen geringe Kennlinienfehler auf und sind komplexe Zusammenschaltungen durch den freien Basisanschluß möglich. Anhand von Bild 5.10 soll das für die Addition zwei logarithmierter Signale verdeutlicht werden. Die Schaltung nach Bild 5.10a stellt die konventionelle Lösung mit den bereits behandelten Funktionsgruppen Logarithmierverstärker und Addierverstärker dar. Auf die Signalverknüpfung braucht deshalb an dieser Stelle nicht mehr eingegangen werden. Für die Variante nach Bild 5.10b erhält man mit Gl. (51):

$$U_{\mathrm{BE\,X}} = U_{\mathrm{T}} \ln \frac{U_{\mathrm{X}}}{R_1 I_0}, \tag{79}$$

$$U_{\mathrm{BE\,Y}} = U_{\mathrm{T}} \ln \frac{U_{\mathrm{Y}}}{R_1 I_0}. \tag{80}$$

Für die Ausgangsspannung U_{A} gilt dann

$$U_{\mathrm{A}} = -\left(U_{\mathrm{BEX}} + U_{\mathrm{BEY}}\right). \tag{81}$$

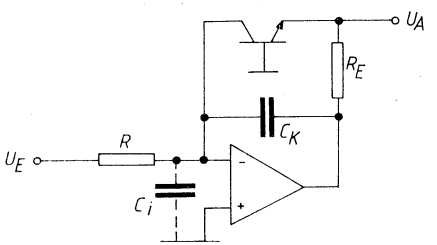


Bild 5.9 Grundschaltung des Logarithmierverstärkers mit frequenzkompensierender Beschaltung

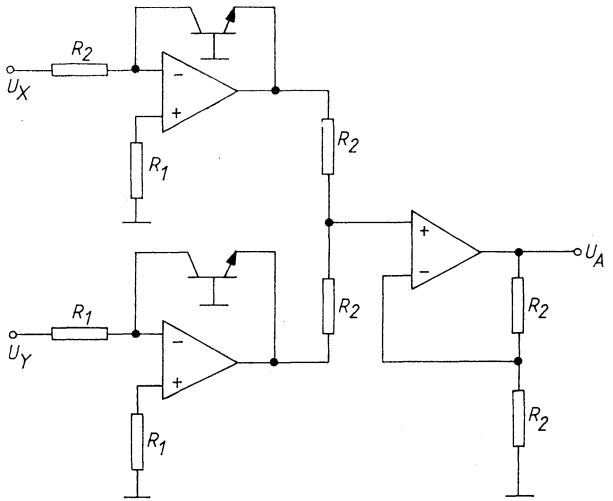
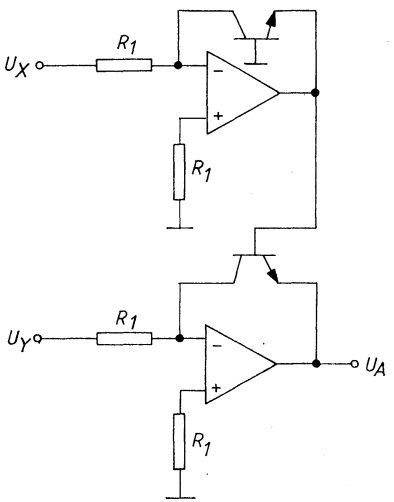


Bild 5.10 a — Indirekte Addition zweier logarithmierter Signale,

b — direkte Addition zweier logarithmierter Signale



Aus Gl. (79) bis Gl. (81) erhält man damit

$$U_A = -U_T \ln \frac{U_X U_Y}{(R_1 I_0)^2}. \tag{82}$$

Für die gewünschte Multiplikation ist nun noch eine Delogarithmierung und eine Kompensation der temperaturabhängigen Einflußgrößen U_T und I_0 erforderlich.

Anhand der Gesamtschaltung eines Log-Antilog-Multiplizierers sollen diese Funktionen erläutert werden (Bild 5.11). Mit den Operationsverstärkern AA1 bis AA4 und den 4 Transistoren eines Transistorarrays AT_1 ist im Prinzip der Aufwand für die Signalverknüpfung gegeben. Die zusätzlichen Schaltelemente sind für die Frequenz- und Offsetkompensation erforderlich. Aus den Operationsverstärkern AA1 und AA2 und ihrer Beschaltung wird die in Bild 5.10b dargestellte Funktionsgruppe gebildet. Der Operationsverstärker AA_3 und dessen Beschaltung stellt einen Logarithmierverstärker dar, dessen Aufgabe die Temperaturkompensation der Gesamtschaltung ist. Der Operationsverstärker AA_4 und dessen Beschaltung bilden einen Exponen-

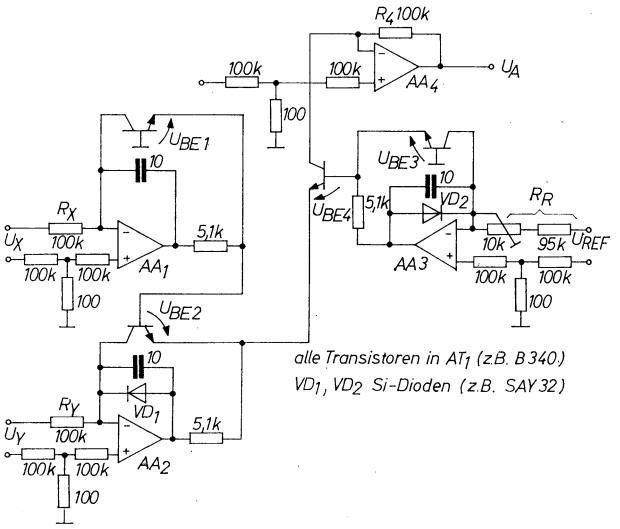


Bild 5.11 Log-Antilog-Multiplizierer

tialverstärker, der die Delogarithmierung vornimmt. Betrachtet man die Basis-Emitter-Spannungen der Transistoren, so läßt sich die Beziehung

$$U_{BE1} + U_{BE2} = U_{BE3} + U_{BE4}$$

angeben. Durch die Multiplizierereingangsspannungen U_X und U_Y werden über die zugehörigen Kollektorströme I_C die Spannungen U_{BE1} und U_{BE2} eingestellt. Die Spannung U_{BE3} wird durch den aus der Referenzspannung U_{ref} abgeleiteten Strom gebildet;

$$U_{BE1} = U_T \ln \frac{U_X}{R_X I_{01}},$$

$$U_{BE2} = U_T \ln \frac{U_Y}{R_X I_{02}},$$

$$U_{BE3} = U_T \ln \frac{U_{REF}}{R_R I_{03}}.$$

Für die Basis-Emitter-Spannung U_{BE4} erhält man aus diesen Beziehungen:

$$U_{BE4} = U_T \ln \left(\frac{U_X U_Y}{U_{ref}} \frac{R_R}{R_X R_Y} \frac{I_{03}}{I_{01} I_{02}} \right),$$

$$U_A = \frac{U_X U_Y}{U_{ref}} \frac{R_R R_4}{R_X R_Y} \frac{I_{03} I_{04}}{I_{01} I_{02}}. \tag{84}$$

Da die Transistoren voraussetzungsgemäß Bestandteil eines integrierten Transistorarrays AT_1 [z. B. *B 340* (HFO)] waren, gilt mit ausreichender Genauigkeit $I_{03}I_{04}/I_{01}I_{02} = 1$. Durch die vorgesehene Abgleichmöglichkeit des Widerstandes R_R kann auch dieser Term zu 1 gebracht werden. Hier ist zusätzlich auf gleiche Temperaturkoeffizienten der Einzelwiderstände zu achten. Mit den genannten Maßnahmen vereinfacht sich Gl. (84) zum gewünschten Ergebnis:

$$U_A = \frac{U_X U_Y}{U_{ref}}, \; (U_X, U_Y, U_{ref} > 0). \tag{85}$$

Das Übertragungsverhalten des Log-Antilog-Multiplizierers wird wesentlich durch die folgenden Faktoren beeinflußt:

- Bahnwiderstände der Transistoren verursachen Abweichungen von der gewünschten I_C–U_{BE}-Kennlinie bei höheren Kollek-

torströmen I_C. Die maximalen Kollektorströme werden deshalb auf einen Wert von 100 μA begrenzt.
- Eingangsströme und Offsetspannungen der Operationsverstärker bewirken Offsetfehler, d. h., die Ausgangsspannung ist ungleich 0 für einen oder auch beide kurzgeschlossenen Eingänge. Für den Abgleich der Offsetfehler sind jedem Eingang Kompensationsmöglichkeiten zugeordnet.
- Toleranzen der Widerstände bewirken einen Fehler im Verstärkungsfaktor.
- Kennlinienunterschiede der Logarithmiertransistoren (I_{01} bis I_{04}) bewirken gleichfalls einen Fehler im Verstärkungsfaktor. Durch die Einstellbarkeit des Widerstandes R_R können Abweichungen im Verstärkungsfaktor ausgeglichen werden.

Abschließend soll noch auf eine Besonderheit des Log-Antilog-Multiplizierers hingewiesen werden. Wird anstelle der Spannung U_{ref} eine Signalspannung U_Z (> 0) an den entsprechenden Eingang gelegt, erhält man einen universellen Multiplizierer-Dividierer. Es gilt entsprechend Gl. (85):

$$U_A = \frac{U_X U_Y}{U_Z}, (U_X, U_Y, U_Z > 0) . \tag{86}$$

Für das Übertragungsverhalten gelten die bereits angegebenen Bedingungen.

5.3. Pulsmodulationsmultiplizierer

Beim Pulsmodulationsmultiplizierer wird von der Tatsache ausgegangen, daß der Mittelwert einer periodischen Pulsfolge proportional zu Pulsamplitude und Tastverhältnis ist.
Mit Bild 5.12 gilt:

$$\bar{u} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)\, dt ,$$

$$\bar{u} = U \frac{2\tau - T}{T} . \tag{87}$$

Soll entsprechend Gl. (87) eine Multiplikation vorgenommen werden, ist durch eine Eingangsspannung auf das Tastverhältnis der Pulsfrequenz einzuwirken. Die zweite Eingangsspannung ist

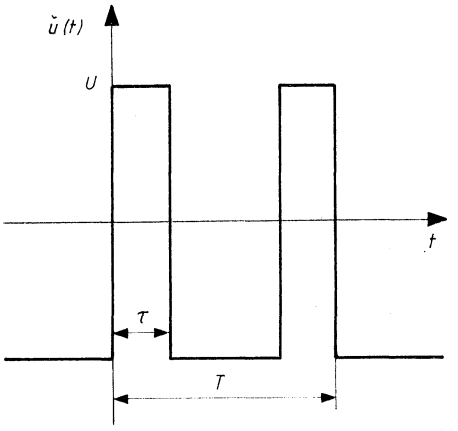


Bild 5.12 Kenngrößen einer periodischen Pulsfolge

entsprechend dem Tastverhältnis mit negativem oder positivem Vorzeichen zu bewerten.

In der Schaltung nach Bild 5.13 [9] wird durch einen astabilen Multivibrator die Eingangsgleichspannung U_X in eine Rechteckspannung U_A umgewandelt. Der Mittelwert der Spannung $\overline{u}_A$ ist gleich der invertierten Eingangsspannung U_X. Für die Frequenz des astabilen Multivibrators gilt:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{4aRC}\left[1 - \left(\frac{U_X}{U_{max}}\right)^2\right]. \tag{88}$$

U_{max} bezeichnet die durch die Z-Dioden begrenzte maximale Ausgangsspannung des astabilen Multivibrators und a den Mit-

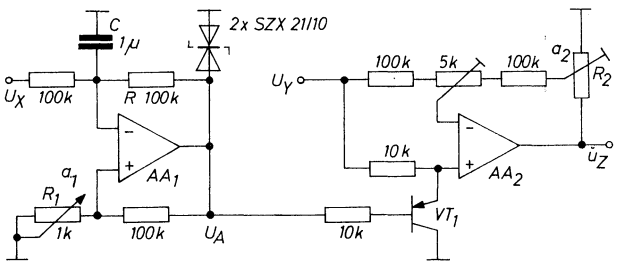


Bild 5.13 Pulsmodulationsmultiplizierer

kopplungsfaktor. Für die Dimensionierung in Bild 5.13 erhält man eine Maximalfrequenz von $f_{max} = 250$ Hz ($U_X = 0$). Für das Tastverhältnis τ/T der Rechteckspannung U_A gilt die Beziehung:

$$\frac{\tau}{T} = \frac{1}{2}\left(1 - \frac{U_X}{U_{max}}\right). \tag{89}$$

Für $U_X = 0$ erhält man ein Tastverhältnis $\tau/T = 1/2$. Mit der Pulsfolge U_A wird ein geschaltetes Koeffizientenglied (s. Abschnitt 2.5.) angesteuert, das je nach Phasenlänge von u_A die Spannung U_Y invertiert oder nicht invertiert. Für den Mittelwert der Ausgangsspannung U_Z gilt:

$$\overline{u_Z} = \frac{U_X U_Y}{a_2 U_{max}}. \tag{90}$$

Um bei der Übertragungsfunktion Gl. (90) auf die übliche Form

$$U_Z = \frac{U_X U_Y}{10\ \mathrm{V}} \tag{91}$$

zu kommen, wurde durch den Koeffizienten a_2 eine entsprechende Abgleichmöglichkeit vorgesehen. Mit den anderen Einstellwiderständen werden nur die Widerstandstoleranzen ausgeglichen, damit betragsmäßig gleiche Verstärkungsfaktoren vorhanden sind. Um am Ausgang des Multiplizierers eine Spannung geringer Welligkeit zu erhalten, ist ein Tiefpaß nachzuschalten.

Zum Abgleich dieses Multiplizierers wird für $U_X = U_Y = 0$ und $a_2 = 1$ mit R_1 $U_Z = 0$ eingestellt. Entsprechend Gl. (90) legt man dann für $U_X = U_Y = 10$ V mit R_2 ($a_2 \leqq 1$) eine Ausgangsspannung $\overline{u_Z} = 10$ V fest. Für $f_{max} = 1$ kHz betragen Nullpunkts- und Linearitätsfehler bei Zimmertemperatur weniger als 1% [9].

Multiplizierer nach dem Pulsmodulationsverfahren lassen sich ebenfalls auf Multiplizierer-Dividierer erweitern. Eine mögliche Schaltungsvariante zeigt Bild 5.14 [28]. Anstelle des gesteuerten astabilen Multivibrators wird hier ein Dreiecksgenerator mit nachgeschaltetem *Schmitt*-Trigger verwendet. Die am Ausgang des *Schmitt*-Triggers liegende Pulsfolge steuert den Transistor VT_2, der bei positiven Ausgangsspannungen des *Schmitt*-Triggers die Spannung U_3 auf den als Tiefpaß beschalteten Operationsverstärker AA_3 schaltet. Da zu diesem Zeitpunkt der Transistor

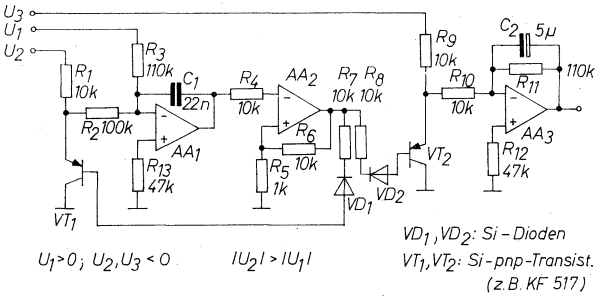


Bild 5.14 Erweiterter Pulsmodulationsmultiplizierer

VT_1 gleichfalls gesperrt ist, wird das Summensignal $(U_1 - U_2)$ integriert. Nach den in Bild 5.14 enthaltenen Bedingungen ist diese Summe negativ, so daß die Integratorausgangsspannung bis zur oberen Schaltschwelle des *Schmitt*-Triggers ansteigt. Beim Erreichen dieser Schaltschwelle schaltet der *Schmitt*-Trigger auf negative Ausgangsspannung, und die Transistoren VT_1 und VT_2 leiten. Der Eingang des Tiefpasses wird durch den Transistor VT_2 kurzgeschlossen. Die Integratorausgangsspannung nähert sich nunmehr der unteren Schaltschwelle des *Schmitt*-Triggers durch Integration der positiven Spannung U_1.

5.4. Fehler in Multiplizierern und ihr Abgleich

Das Übertragungsverhalten praktischer Multiplizierer weicht zwangsläufig vom Idealverhalten ab. Für die Ausgangsspannung des Multiplizierers kann unter Berücksichtigung der auftretenden Fehler die Beziehung

$$U_A = K\, U_X U_Y \pm \varepsilon\,(U_X, U_Y) \tag{92}$$

angegeben werden. Die Funktion $\varepsilon\,(U_X, U_Y)$ beschreibt sämtliche Fehlereinflüsse.

Als grundlegende Fehlerquellen können genannt werden:

- Eingangsoffsetspannungen U_{XO}, U_{YO};
- Ausgangsoffsetspannung U_{AO};
- Verstärkungsfaktorabweichung Δ K;
- nichtlinearer Fehler $f\,(U_X, U_Y)$.

Für die einzelnen Terme der Übertragungsfunktion des Multiplizierers kann mit den genannten Größen beschrieben werden:

$$U_A = (K + \Delta K)\{(U_X + U_{XO})(U_y + U_{y0}) + U_{AO} + f(U_X, U_Y)\}.$$

Durch Ausmultiplizieren erhält man weiter:

$$U_A = KU_XU_Y + \Delta KU_XU_Y + (K + \Delta K)\{U_XU_{YO} + U_YU_{XO} + U_{XO}U_{YO} + U_{AO} + f(U_X, U_Y)\}. \quad (93)$$

Durch Vergleich der Gl. (92) und Gl. (93) erkennt man die Bestandteile der Fehlerfunktion $\varepsilon\ (U_X, U_Y)$.

Die einzelnen Terme in Gl. (93) bedeuten:

$K\ U_X\ U_Y$ echter Produktterm;

$\Delta K\ U_X\ U_Y$ Fehler des Verstärkungsfaktors.

Beide Terme werden 0, wenn eine der beiden Eingangsspannungen identisch 0 ist.

$U_X\ U_{YO}$ linearer X-Durchgriff;

$U_Y\ U_{XO}$ linearer Y-Durchgriff.

Beide Größen sind proportional zu den anliegenden Signalgrößen.

$U_{XO}\ U_{YO}$ Ausgangsoffsetspannung, abhängig von den Eingangsoffsetspannungen;

U_{AO} Ausgangsoffsetspannung;

$f\ (U_X, U_Y)$ Nichtlinearitäten, abhängig von den Eingangssignalen. Werden die Nichtlinearitäten $f\ (U_X, U_Y)$, die ohnehin nicht kompensiert werden können, außer acht gelassen, sind 4 Einstellmöglichkeiten zum Abgleich der Größen U_{XO}, U_{YO}, U_{AO} und ΔK erforderlich. In den praktischen Multiplizierschaltungen waren diese Einstellwiderstände verschiedentlich bereits berücksichtigt. Beim Abgleich wird zweckmäßigerweise von folgender Reihenfolge ausgegangen:

1. $U_X = 0$ Abgleich U_{XO}

   Im Ausgangssignal werden der Y-Durchgriff und die Ausgangsoffsetspannung wirksam. Bei Variation der Eingangsspannung U_Y ist eine konstante Ausgangsspannung U_A einzustellen, d. h., der Y-Durchgriff wird eliminiert.

2. $U_Y = 0$ Abgleich U_{YO}

   Im Ausgangssignal werden der X-Durchgriff und die Ausgangsoffsetspannung wirksam. Bei Variation der Eingangsspannung U_X ist eine konstante Ausgangs-

spannung U_A einzustellen, d. h., der X-Durchgriff wird eliminiert.

3. $U_X = U_Y = 0$ Abgleich U_{AO}
   In der Ausgangsspannung werden die Ausgangsoffsetspannungen wirksam. Die Ausgangsspannung U_A ist zu 0 zu stellen.
4. $U_X = U_Y = 10$ V Abgleich K
   Die Ausgangsspannung U_A ist auf einen Wert von 10 V ($\Delta K = 0$) einzustellen.

6. Anwendung von Multiplizierern

Der folgende Abschnitt soll überblicksmäßig vorteilhafte Anwendungen von Multiplizierern verdeutlichen. Dabei wird der Multiplizierer durch das in Bild 6.1 dargestellte Symbol charakterisiert. Ist der Z-Eingang vorhanden, handelt es sich beim gezeichneten Schaltkreis um einen Multiplizierer/Dividierer. Nach welchem Multiplizierverfahren der jeweilige Multiplizierer arbeitet, ist vom Anwendungsfall abhängig (Genauigkeit, Bandbreite). Weitere, in den folgenden Beispielen nicht berücksichtigte Anwendungsbeispiele des Multiplizierers sind der Literatur zu entnehmen [20], [29], [30], [31].

6.1. Automatische Verstärkungsregelung

Werden bei Einsatz von Mikrofonen unterschiedlich laute Quellen (z. B. Rundtischgespräch) für eine Übertragung zusammengefaßt, können laute Quellen zu Übersteuerungen führen, während andere normal verständlich sind. Durch den Einsatz eines Multiplizierers läßt sich die Verstärkung und damit das Ausgangssignal auf einfache Weise regeln. Bild 6.2 zeigt eine mögliche Schaltungsvariante. Es handelt sich um einen Multiplizierer/Dividierer, der im Dividiererbetrieb arbeitet. Wie ein Dividierer mit einem Multiplizierer und einem zusätzlichen Operationsverstärker aufgebaut wird, ist in Abschnitt 6.8 beschrieben.
Die Diode VD_1 richtet die Ausgangsspannung der in Bild 6.2 gezeigten Schaltung zur automatischen Verstärkungsregelung gleich und vergleicht sie mit einer Referenzspannung (hier ist das die negative Betriebsspannung). Das resultierende Signal wird integriert und über ein Siebglied an den X-Eingang des

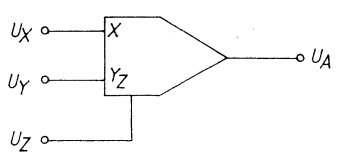


Bild 6.1 Symbolische Darstellung des Multiplizierers

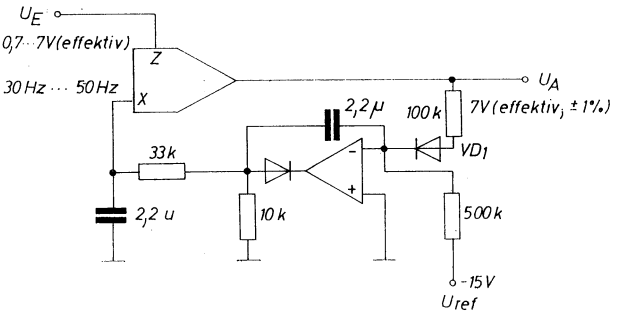


Bild 6.2 Automatische Verstärkungsregelung

Multiplizierers gegeben. Am Z-Eingang liegt die NF-Eingangsspannung.

6.2. Funktionsnetzwerk

Unter Abschnitt 3.6. ist die Erzeugung beliebiger Übertragungsfunktionen durch stückweise lineare Approximation beschrieben worden. Das Prinzip beruhte darauf, durch entsprechend vorgespannte Dioden unterschiedliche Verstärkungsfaktoren zu überlagern und sich auf dieser Weise der gewünschten Funktion zu nähern. Eine andere Schaltungsmöglichkeit kann aus der Reihenentwicklung einer vorgegebenen Funktion in eine Potenzreihe abgeleitet werden. Läßt sich eine Funktion $y = f(x)$ in eine Potenzreihe entwickeln, so erhält man

$$y = f(x) = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + a_3 x^3 + \ldots + a_n x^n . \quad (94)$$

Die Koeffizienten a_1 bis a_n stellen wieder Verstärkungsfaktoren dar. Die Größe a_0 bezeichnet einen am Ausgang hinzugefügten, konstanten Wert. Bild 6.3 zeigt eine Schaltung mit 4 Multiplizierern und einem Operationsverstärker, womit ein Polynom 5. Grades erzeugt werden kann. Wird der nichtinvertierende Eingang des Operationsverstärkers mit einer Referenzspannung beschaltet, so läßt sich bei geerdetem Schaltungseingang eine Spannung am Ausgang abgreifen, die den Wert a_0 repräsentiert.

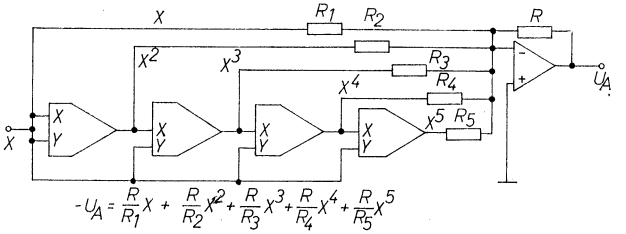


Bild 6.3 Funktionsnetzwerk zur Potenzreihenerzeugung

Mit 2 Multiplizierern und einem Operationsverstärker kann bei Ansteuerung durch einen Dreiecksgenerator bereits ein Sinusgenerator sehr guter Genauigkeit aufgebaut werden. Für die Sinusfunktion gilt die Reihenentwicklung:

$$y = \sin x = x - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} - \frac{x^7}{7!} + - \ldots$$

Bereits nach dem Glied 3. Ordnung kann diese Reihe abgebrochen werden, wenn sich ein Fehler von $\leqq 1\%$ vertreten läßt.
Bild 6.4 zeigt ein dimensioniertes Schaltungsbeispiel.

6.3. Frequenzverdopplung

Ausgehend von den Eigenschaften der Cosinus-Funktion

$$\cos^2 x = \frac{1}{2}(1 + \cos 2x)$$

kann die Frequenzverdopplung durch Quadrierung einer cosinus-

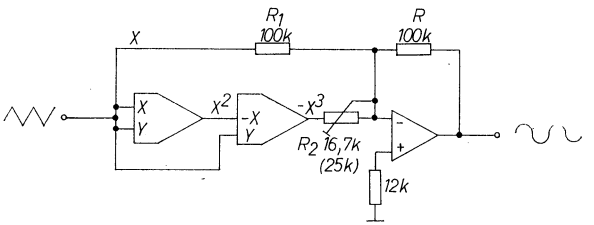


Bild 6.4 Sinusgenerator

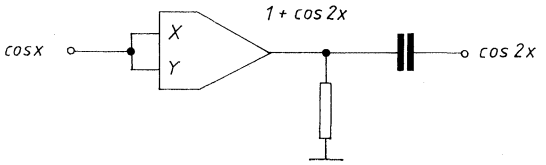


Bild 6.5 Frequenzverdopplung

förmigen Eingangsspannung erreicht werden. Das Ausgangssignal setzt sich aus einem Gleichanteil und einem Wechselanteil zusammen. Der Wechselanteil hat die doppelte Frequenz der Eingangsgröße. Bild 6.5 zeigt die zugehörige Schaltung. Durch das kapazitive Auskoppeln kann die Gleichkomponente abgetrennt werden.

6.4. Direkte Phasenmessung

Bei der Multiplikation zweier Wechselsignale liefert das Produkt eine Information über deren Phasendifferenz. Werden die Signale $u_1(t) = U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$ und $u_2(t) = U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2)$ multiplikativ überlagert, erhält man für das Ausgangssignal:

$$u_A(t) = \frac{1}{2} U_1 U_2 \{\cos(\omega_1 t - \omega_2 t + \varphi_1 - \varphi_2) + \cos(\omega_1 t + \omega_2 t + \varphi_1 + \varphi_2)\}.$$

Bei Frequenzgleichheit kann geschrieben werden:

$$u_A(t) = \frac{1}{2} U_1 U_2 \{\cos(\varphi_1 - \varphi_2) + \cos(2\omega t + \varphi_1 + \varphi_2)\}. \tag{95}$$

Die Gleichkomponente der Ausgangsspannung $u_A(t)$ ist proportional zur Phasendifferenz der beiden Eingangsspannungen $u_1(t)$ und $u_2(t)$. Frequenzgleichheit der beiden Eingangsspannungen war dabei Bedingung.
Bild 6.6 zeigt die Schaltung zur Phasenmessung. Durch das nachgeschaltete Tiefpaßfilter wird der Wechselanteil (doppelte Frequenz der Eingangsspannung) unterdrückt. An den Ausgang der Schaltung kann daher direkt ein Gleichspannungsmeßgerät oder ein Registriergerät angeschaltet werden. Die Bandbreite für die

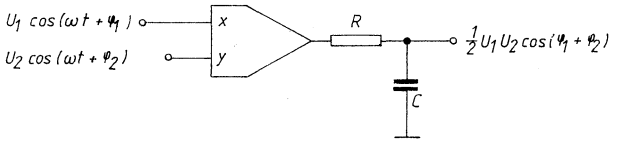


Bild 6.6 Phasenmesser

Phasenmessung wird nur durch die Bandbreite des Multiplizierers bestimmt.

6.5. Amplitudenmodulation

Wird die zur Gl. (95) führende Bedingung $\omega_1 = \omega_2$ fallengelassen, so erhält man unter der Voraussetzung $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$ die Beziehung

$$u_A(t) = \frac{1}{2} U_1 U_2 \{ \cos(\omega_1 - \omega_2) t + \cos(\omega_1 + \omega_2) t \} .$$

Bezeichnet die Eingangsspannung $u_1(t)$ das Trägersignal mit $u_T(t) = U_T \cos \omega_T t$ und die Eingangsspannung $u_2(t)$ die Modulationsspannung $u_m(t) = U_m \cos \omega_m t$, dann erhält man die Gleichung

$$u_A(t) = \frac{1}{2} U_T U_m \{ \cos(\omega_T - \omega_m) t + \cos(\omega_T + \omega_m) t \} .$$

Wird dem Modulationssignal noch eine Gleichkomponente überlagert, gilt

$$u_m(t) = U_m (1 + m \cos \omega_m t) .$$

m bezeichnet den Modulationsgrad ($0 \leqq m \leqq 1$).
Für die Ausgangsspannung erhält man durch Multiplikation von Träger- und Modulationssignal die Beziehung

$$u_A(t) = \frac{U_T U_m}{2} \{ 2 \cos \omega_T t + \cos(\omega_T - \omega_m) t + \cos(\omega_T + \omega_m) t \} . \quad (96)$$

Für die schaltungstechnische Durchführung der Amplitudenmodulation ist keine Beschaltung für den Multiplizierer erforderlich.

6.6. Steuerbarer Tiefpaß

Abgeleitet aus dem invertierenden Integrator ist in Bild 6.7 ein aktiver Tiefpaß dargestellt. Für das Übertragungsverhalten kann mit den Mitteln der komplexen Rechnung die Beziehung

$$\frac{U_A}{U_E} = -\frac{R_3}{R_1}\,\frac{1}{1+pR_3C} \tag{97}$$

aufgestellt werden. Die 3-dB-Grenzfrequenz wird nach Gl. (97) durch die Werte der Schaltelemente R_3 und C festgelegt. Es gilt:

$$\omega_g = \frac{1}{R_3C}.$$

Um die Frequenz ω_g steuerbar zu gestalten, wird nach Bild 6.8 ein Multiplizierer eingeschaltet. Unter der Voraussetzung $R_3 \gg R_1$, R_2 läßt sich der Widerstand R_3 für die weitere Rechnung vernachlässigen:

$$\frac{U_A}{U_E} = -\frac{R_2}{R_1}\,\frac{1}{1+p\dfrac{R_2C}{KU_{St}}}. \tag{98}$$

Aus Gl. (98) erhält man für die 3-dB-Grenzfrequenz

$$\omega_g = \frac{KU_{St}}{R_2C},$$

die nun mit der Steuerspannung U_{St} linear veränderlich ist. Die Größe K ist die Multiplizierkonstante (im allgemeinen gilt K = 1/10 V). Für Frequenzen $\omega \ll \omega_g$ beträgt der Übertragungsfaktor $-R_2/R_1$, der frei gewählt werden kann.

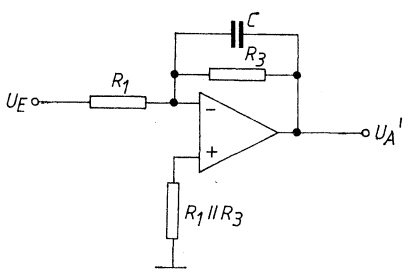


Bild 6.7
Aktives Filter

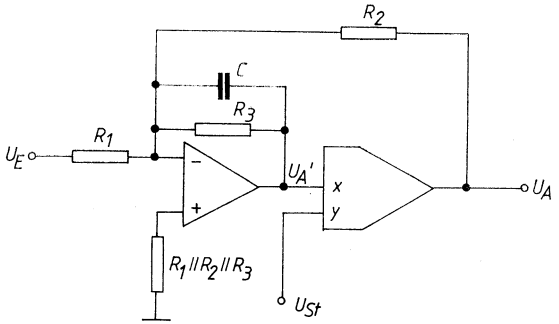


Bild 6.8 Steuerbares aktives Filter

6.7. Radizierer

Wird in den Gegenkopplungszweig eines Operationsverstärkers ein Multiplizierer eingeschaltet, so erhält man einen Radizierer. Aus Bild 6.9 und Bild 6.10 gehen die notwendigen Schaltungsmaßnahmen für die invertierende und die nichtinvertierende Grundschaltung hervor. Unabhängig vom Vorzeichen der Eingangsspannung des Multiplizierers hat das Ausgangssignal naturgemäß nur ein Vorzeichen. Da für das Funktionieren der Schaltung am Operationsverstärkereingang die Bedingung $U_P = U_N$

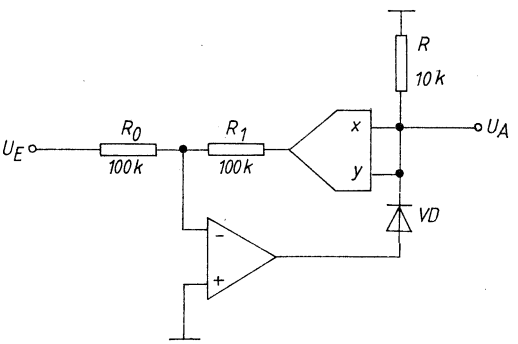


Bild 6.9 Radizierer (invertierende Grundschaltung)

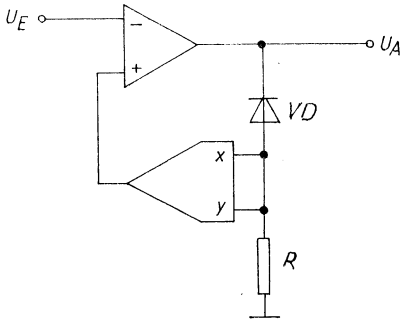


Bild 6.10
Radizierer (nichtinvertierende Grundschaltung)

gelten muß, arbeitet jede der beiden Schaltungen nur bei einer bestimmten Polarität der Eingangsspannung.
In der invertierenden Grundschaltung nach Bild 6.9 trägt die Multiplizierausgangsspannung stets positives Vorzeichen. Soll am invertierenden Eingang Massepotential (virtuelle Erde) erzeugt werden, so setzt das negative Eingangsspannungen voraus. Für die Ausgangsspannung erhält man damit:

$$U_A = + \sqrt{K^{-1} \frac{R_1}{R_0} (-U_E)}, (U_E < 0) . \tag{99}$$

Die Diode VD und der Widerstand R verhindern bei positiven Eingangsspannungen ein „Hängenbleiben" der Ausgangsspannung bei negativen Werten.
Die invertierende Grundschaltung weist die gleichen Vorteile wie der invertierende Verstärker auf. Wird der Eingang mit mehreren Widerständen beschaltet, kann durch die Schaltung die Wurzel aus mehreren Eingangsspannungen gezogen werden. Weiter läßt sich durch das Widerstandsverhältnis R_1/R_0 ein gewünschter Verstärkungsfaktor einstellen.
Betrachtet man die in Bild 6.10 gezeigte nichtinvertierende Grundschaltung, wird deutlich, daß sich die Bedingung $U_P = U_N$ nur mit positiven Eingangsspannungen erfüllen läßt. Diode VD und Widerstand R erfüllen die gleiche Aufgabe wie in der Schaltung nach Bild 6.9 Für die Ausgangsspannung gilt hier einfach

$$U_A = - \sqrt{K^{-1} U_E} , (U_E \geqq 0) . \tag{100}$$

Werden die Schaltungen nach Bild 6.9 und Bild 6.10 zusammengesetzt, erhält man die Schaltung nach Bild 6.11, die die Ver-

arbeitung einer Eingangsspannung mit beiden Polaritäten erlaubt.

6.8. Dividierer

Neben den bereits behandelten Möglichkeiten der Division beim Multiplizierer (log-antilog-multiplier) kann man die Division ebenfalls durch einen in den Gegenkopplungszweig eines Operationsverstärkers geschalteten Multiplizierer erreichen. Beim Dividierer kann wieder von der invertierenden und der nichtinvertierenden Grundschaltung ausgegangen werden.

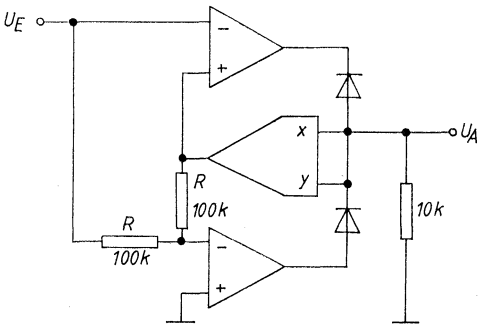


Bild 6.11 Zweiquadrantenradizierer

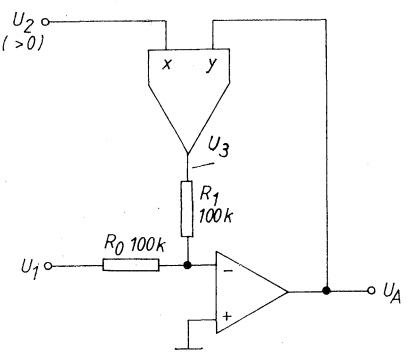


Bild 6.12 Dividierer (invertierende Grundschaltung)

Bild 6.12 zeigt einen Dividierer auf der Grundlage der invertierenden Grundschaltung. Für eine positive Eingangsspannung U_E ist eine negative Multipliziererausgangsspannung U_3 erforderlich, die nur durch eine positive Eingangsspannung U_2 erzeugt werden kann. Die für negative Eingangsspannungen notwendige positive Spannung U_3 wird ebenfalls durch eine positive Eingangsspannung U_2 sichergestellt, so daß für das Übertragungsverhalten folgende Beziehung gilt:

$$U_A = -K^{-1} \frac{R_1}{R_0} \frac{U_1}{U_2}, \quad (U_2 > 0). \tag{101}$$

Nach Gl. (101) hat die Dividierausgangsspannung stets das entgegengesetzte Vorzeichen der Eingangsspannung U_1.
Wird der Multiplizierer nach Bild 6.13 in den Mitkopplungszweig des Operationsverstärkers geschaltet, muß von ihm eine Invertierung vorgenommen werden. Durch eine negative Spannung U_2 ist die Invertierung des Multiplizierers sichergestellt. Für die Ausgangsspannung erhält man:

$$U_A = -K^{-1} \frac{U_1}{U_2}, \quad (U_2 < 0). \tag{102}$$

Die Ausgangsspannung trägt wieder das entgegengesetzte Vorzeichen der Eingangsspannung.
Beide angegebenen Dividiererschaltungen arbeiten als Zweiquadrantendividierer. Soll der Dividierer auf Vierquadrantenbetrieb erweitert werden, ist durch einen Komparator die Polarität der Spannung U_2 festzustellen und über einen Analogschalter die Beschaltung des Multiplizierers zu verändern. Für die konkrete Schaltung sei auf die Literatur [31] verwiesen.

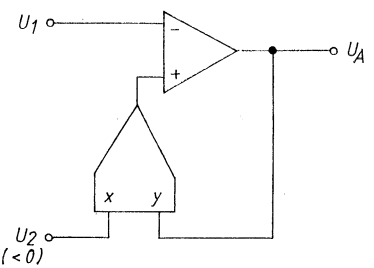


Bild 6.13
Dividierer (nichtinvertierende Grundschaltung)

7. Ausblick

Der am Anfang vorgestellte „ideale" Operationsverstärker ist (wie auch bereits erwähnt) nicht existent. Der vorgenommene Vergleich am Beispiel des integrierten Operationsverstärkers *MAA 741* (TESLA) hat jedoch gezeigt, daß etliche Parameter bereits gut durch diesen für universelle Anwendungen konzipierten Operationsverstärker erfüllt werden. Die Fortschritte auf dem Gebiet der Halbleitertechnologie bewirken eine weitere Verbesserung spezifischer Eigenschaften. Beispielsweise werden heute international bereits Operationsverstärker mit Bandbreiten von 100 MHz, einer SlewRate von 1 000 V/μs und einer Offsetspannungsdrift von 0,5 μV/grd angeboten [32].

Da es bislang nicht gelungen ist, bei einem Operationsverstärker Gleich- und Wechselspannungseigenschaften gleichzeitig zu optimieren, wird die Typenvielfalt monolithischer Operationsverstärker weiter anwachsen.

Die Parameter der Operationsverstärker-Eingangsstufe wurden durch den Einsatz von Dünnbasistransistoren, die Laserabgleichtechnik und der bei Präzisions-Operationsverstärkern angewendeten Technik der *Zener-Zap*-Trimmung entscheidend verbessert. Dünnbasistransistoren weisen Stromverstärkungsfaktoren zwischen 2 000 und 4 000 auf, wodurch extrem niedrige Eingangsruheströme garantiert werden können. Eine Besonderheit ist weiterhin der mit steigender Temperatur sinkende Eingangsruhestrom. Bei Sperrschicht-Feldeffekttransistoren steigt der Eingangsstrom mit der Temperatur, so daß bei höherer Temperatur (z. B. 70 °C) die Eingangsruheströme eines mit Dünnbasistransistoren ausgestatteten Operationsverstärkers niedrigere Werte annehmen. Auch hinsichtlich der Offsetspannung und der Drift werden mit Dünnbasistransistoren günstigere Werte erreicht als mit den erwähnten Sperrschicht-Feldeffekttransistoren. Verschwiegen werden sollen aber nicht die technologischen Schwierigkeiten und der kostenintensive Herstellungsprozeß dieser Bauelemente. Durch die Laserabgleichtechnik ist es möglich, die Emitterwiderstände des Eingangsdifferenzverstärkers abzugleichen. Damit läßt sich sehr gut eine Optimierung des

Gleichspannungsverhaltens erreichen. Bei der „Zener-Zap-Trimmung" sind parallel zu den Teilwiderständen der Offsetkompensation Z-Dioden integriert. Der Verstärker wird dann rechnergesteuert hinsichtlich seiner Offsetgrößen optimiert, indem einzelne Dioden durchgebrannt werden. Durch die genannten technologischen Maßnahmen hat sich das Anwendungsgebiet monolithischer, bipolarer Operationsverstärker sehr stark erweitert.

Schwierigkeiten bei der Anwendung bipolarer Operationsverstärker treten vor allem bei hohen Quellwiderständen auf. Diese Schwierigkeiten lassen sich durch Operationsverstärker, die bipolare und Feldeffekttransistoren auf einem Chip vereint enthalten, umgeben. Je nach verwendetem Feldeffekttransistortyp werden die Ausführungsformen BIFET, BIMOS und BIDFET unterschieden. Bei der BIFET-Technologie sind bipolare und Sperrschicht-Feldeffekttransistoren (p-Kanal) gemeinsam integriert. Mit verschiedenen BIFET-Operationsverstärkern werden stark verbesserte Gleichspannungsparameter bei sonst vergleichbaren Parametern zu bipolaren Ausführungen erreicht.

Die Integration von bipolaren und MOS-Feldeffekttransistoren führte zur BIMOS-Technologie. Sie ist gekennzeichnet durch extrem niedrige Eingangsruheströme, die nur durch die Gateleckströme der MOSFET gebildet werden. Hinsichtlich ihrer Offset- und Rauscheigenschaften erzielen diese BIMOS-Operationsverstärker aber nur bedingt die Werte der BIFET-Verstärker.

In der BIDFET-Technologie sind die Bestandteile der BIFET- und der BIMOS-Technologie vereint, und es ergeben sich weitere Optimierungsmöglichkeiten. Inwieweit diese durch den sehr kompliziert gewordenen Herstellungsprozeß allerdings wirksam werden, läßt sich an dieser Stelle nicht sagen.

Abschließend soll der Einsatz des Operationsverstärkers noch aus einer anderen Richtung betrachtet werden. Auf dem Gebiet der digitalen Schaltungstechnik gehört die LSI-Schaltungstechnik (large scale integration – Großintegration) zum Stand der Technik. Auf dieser Grundlage aufgebaute hochintegrierte Digitalschaltungen (ein Beispiel ist der Mikroprozessor) müssen mit einer „analogen" Umwelt korrespondieren. Die Schnittstelle bilden beispielsweise A/D- und D/A-Wandler. Gelingt es nun, auf einem Chip mit digitalen Schaltungen gleichzeitig analoge Schaltungsteile (darunter Operationsverstärker) zu integrieren,

kann die Schaltungskomplexität wesentlich erhöht werden. Bedingung für eine gemeinsame Integration analoger und digitaler Schaltungsteile auf einem gemeinsamen Chip ist die Verwendung der gleichen Technologie für die genannten Schaltungsteile. Ausgehend von den Schaltkreistechnologien für die LSI sind Analogfunktionen in n-Kanal-MOS-, CMOS- oder auch I^2L-Technologie zu resultieren.

Mit dem Fortschreiten der Entwicklung auf den Gebieten der Bauelemente- und Schaltkreistechnologien und des Schaltungsentwurfs wird sich auch die analoge Schaltungstechnik in starkem Maße weiterentwickeln. Dabei führen eine Vereinheitlichung und Katalogisierung von Grundzellen (eine dieser Grundzellen sei beispielsweise der Operationsverstärker) auch zu einer Erleichterung des Entwurfs analoger Schaltungskomplexe. Durch die Verknüpfung analoger und digitaler Schaltungsfunktionen können somit auf der Basis der LSI leistungsfähige Konzepte für die unterschiedlichsten Aufgabenstellungen erarbeitet werden.

Literaturverzeichnis

[1] *Böhme, R.:* Operationsverstärker und ihre Anwendungen in linearen Schaltungen; Elektronik 23 (1973) H. 7, S. 258—259

[2] *Herpy, M.:* Analoge integrierte Schaltungen; Budapest: Akademiai Kiado, 1976

[3] *Kühne, H.:* Schaltbeispiele mit dem Operationsverstärker A 109; Band 170 der Amateurreihe „electronica", Militärverlag der DDR (VEB) — Berlin, 1979

[4] *Knopke, K.-E.:* Frequenzkompensation des Operationsverstärkers A 109 C; radio fernsehen elektronik 23 (1974) H. 18, S. 595—598

[5] *Kühnel, C.:* Anwendung des Operationsverstärkers zur Messung und Verstärkung kleiner Gleichspannungen und -ströme; radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 4, S. 232, 245—246

[6] *Bamforth, M. D.:* Surround sound with 741s and variable crosstalk; Wireless World 79 (1973) June, S. 284

[7] *Kühnel, C.:* Dimensionierung von Addier-Subtrahierschaltungen mit Operationsverstärkern; radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 7, S. 452—454

[8] *Tietze, U., Schenk, Ch.:* Halbleiter-Schaltungstechnik; 4. Auflage, Berlin, Heidelberg, New York: Springer-Verlag, 1978

[9] *Zirpel, M.:* Operationsverstärker; 2. Auflage, München: Franzis-Verlag GmbH, 1977

[10] *Böhme, R., Fritzsche, G., Geißler, E.:* Aktive Analogfilter; in: *Philippow, E.:* Taschenbuch Elektrotechnik, Band 3; Berlin: VEB Verlag Technik, 1978

[11] *Kühnel, C.:* Einsatz des Norton-Verstärkers in einem Integratorfilter; radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 7, S. 435—436

[12] *Heltzig, M., Spiegel, P.:* Universalfilterbaustein in aktiver RC-Technik — Entwicklung und Anwendung; Nachrichtentechnik-Elektronik 31 (1981) H. 2, S. 55—58

[13] *Gibbons, J. F., Horn, H. S.:* A circuit with logarithmic transfer response over 9 decades; IEEE Trans. CT-11 (1964) H. 3, S. 378—384

[14] *Kühnel, C.:* Ergebnisse bei der Realisierung eines logarithmischen Verstärkers mit Transistor-Rückführung; Nachrichtentechnik-Elektronik 30 (1980) H. 10, S. 421—424

[15] *Kühnel, C.:* Zum Stabilitätsproblem logarithmierender Verstärker; radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 10, S. 631—632

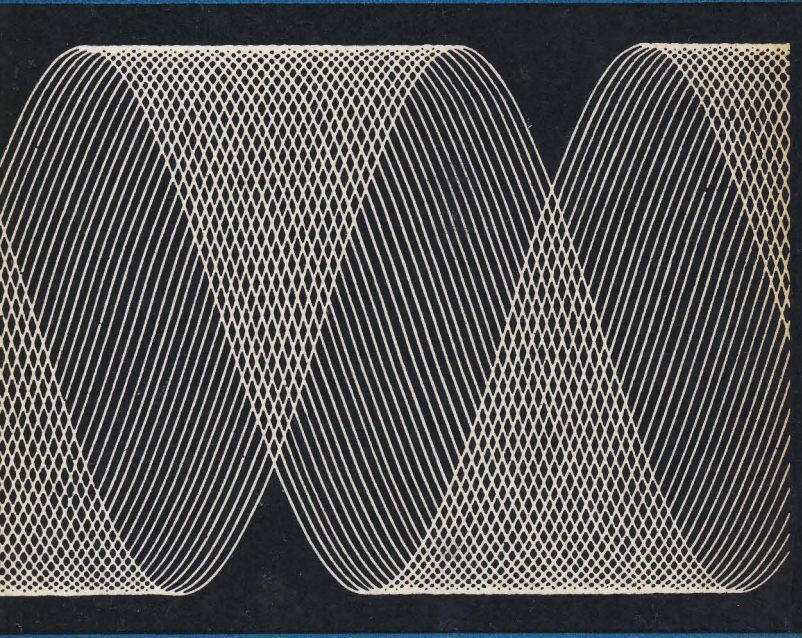
[16] *Kühnel, C.:* Anwendung der Doppeltransistoren K 1 NT 591 V (SU) und KC 809 A (TESLA) in logarithmischen Verstärkern; applikative information 2 (1981) H. 1, S. 14—20

[17] *Kotov, A. T., Masljak, V. I.:* Dvuchpolajarnyi logarifmator s bol'šim dinamičeskim diapazonom; Pribor. i techn. eksper. 20 (1977) H. 2, S. 111—112

[18] *Kühnel, C.:* Einfache elektronische Betragsbildung; radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 5, S. 298

[19] *Kühnel, C.:* Präzisionsgleichrichter mit Operationsverstärkern; radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 6, S. 396—397

[20] *Sheingold, D. H.* (Hrsg.): Nonlinear circuits handbook; Norwood (Mass.), Analog Devices 1976

[21] –: Zweiweg-Gleichrichter mit Operationsverstärker; Funk-Technik 30 (1975) H. 11, S. 328
[22] –: Die Abtast- und Halteschaltung (Elektronik-Arbeitsblatt Nr. 88); Elektronik 25 (1975) H. 2, S. 85–86
[23] *Frommhold, E. A.:* FET-Analogsignalschalter; Band 181 der Amateurreihe „electronica", Militärverlag der DDR (VEB) — Berlin, 1980
[24] –: Analoge Langzeit-Speicherschaltung; radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 11, S. 740
[25] *Rumpf, K.-H., Pulvers, M.:* Transistor-Elektronik; 7. Auflage, Berlin: Verlag Technik, 1979
[26] *Birus, D., Szabolcs, E.:* K 140 MA 1 als Multiplizierer; radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 6, S. 383–385
[27] *Berger, G.:* Vierquadrantenmultiplizierer mit B 222; radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 12, S. 766–767
[28] *Künzel, R.:* Einfache und genaue analoge Multiplizier- und Dividierschaltung; Elektronik 25 (1975) H. 6, S. 97–98
[29] *Frantz, R.:* Analog multipliers — new IC version manipulate real-world phenomena with ease; Electrical design news 22 (1977) 16, S. 125–129
[30] *Renschler, E., Weiss, D.:* Try the monolithic multiplier as a versatile a-c design tool; Electronics 43 (1970) 12, S. 100–105
[31] *Zirpel, M.:* Quadrierer, Radizierer, Dividierer; Elektronik 28 (1978) H. 11, S. 75–80
[32] *Stuhlmüller, P.:* Im Blickpunkt: Operationsverstärker; Elektronik 28 (1978) H. 10, S. 48–58

199